

Diseño de un convertidor de alta eficiencia.

Alex Segura Monar

16 de julio de 2014



# Resumen

En la actualidad, la eficiencia energética y densidad de potencia son dos factores que toman cada vez mayor relevancia en cualquier campo de la ingeniería y, en concreto, de la eléctrica. Para evolucionar respecto a estas características, es necesario abrir e investigar nuevos caminos mediante nuevas tecnologías, semiconductores, tipologías y metodologías de diseño. Con estos objetivos, se han desarrollado tipologías de convertidores cuyas características permiten aumentar tanto la eficiencia como la densidad de potencia. Éstos pueden encontrarse en ámbitos domésticos e industriales donde se requiera una fuente de alimentación de reducidas dimensiones, por ejemplo, en televisores de pantalla plana, ordenadores portátiles, antenas de telecomunicaciones o cargadores de baterías.

La reducción de las pérdidas de un convertidor permite mayor compactación en su diseño físico, mejorando su densidad de potencia sin incrementar la temperatura de trabajo. Entre las tipologías más interesantes se encuentran los convertidores resonantes. Éstos utilizan un tanque resonante compuesto por componentes inductivos y capacitivos consiguiendo reducir las pérdidas de conmutación de los semiconductores. Esta técnica de conmutación con bajas pérdidas se denomina conmutación suave, o *soft-switching* en términos anglosajones. Además, los componentes disipativos como radiadores y ventiladores pueden ser reducidos. Por otro lado, permite aumentar la frecuencia de conmutación, pudiendo reducir el volumen de los componentes pasivos.

Se describen varias tipologías de alta eficiencia con *soft-switching*: resonantes con la carga, multi-resonantes, *phase-shifted ZVT*, cuasi-resonantes y *active clamping*. Entre estas tipologías, las resonantes toman mayor importancia en este estudio por las características deseadas del convertidor. El control de éstos se realiza mediante modulación frecuencial, contrariamente al control por modulación del ancho de pulso (PWM).

El presente proyecto estudia la tipología de convertidor resonante con estructura LLC y aislado a alta frecuencia. En particular, se orienta el diseño del convertidor a una fuente de tensión para la carga de baterías de 1,5 kW. En primer lugar, se presentan los fundamentos teóricos y modelo matemático aproximado al primer armónico (FHA). A continuación, se analiza el modelo, permitiendo desarrollar una metodología de diseño aplicada en la construcción del prototipo, con simulaciones posteriores. Más adelante, se exponen los resultados experimentales obtenidos del prototipo y se deducen las conclusiones, además de presentar un presupuesto y realizar un estudio medioambiental.





# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>1</b>
<b>Prefacio</b>	<b>19</b>
<b>Introducción</b>	<b>21</b>
<b>1. Introducción a los convertidores de alta eficiencia</b>	<b>23</b>
1.1. Introducción . . . . .	23
1.2. Fundamentos del <i>soft-switching</i> . . . . .	25
1.3. Tipologías de convertidor de alta eficiencia . . . . .	26
1.3.1. Resonantes . . . . .	26
1.3.2. Multi-resonantes (MRC) . . . . .	29
1.3.3. <i>Phase-Shifted Zero-Voltage Transition</i> (PS-ZVT) . . . . .	33
1.3.4. Cuasi-resonantes (QRC) . . . . .	33
1.3.5. <i>Active clamp</i> . . . . .	34
1.3.6. Otras tipologías . . . . .	34
1.4. Rectificación síncrona . . . . .	35
<b>2. Análisis detallado de la tipología resonante LLC</b>	<b>37</b>
2.1. Selección de la tipología de convertidor . . . . .	37
2.2. Análisis del convertidor LLC resonante . . . . .	38
2.2.1. Aproximación al Primer Armónico (FHA) . . . . .	38
2.2.2. Impedancia del tanque resonante LLC . . . . .	41
2.2.3. Función de transferencia . . . . .	42
2.3. Diseño conceptual del tanque resonante LLC . . . . .	46



<b>3. Diseño y simulación del convertidor LLC resonante</b>	<b>53</b>
3.1. Especificaciones del convertidor y aplicación . . . . .	53
3.2. Diseño y selección de los componentes del convertidor . . . . .	54
3.3. Simulación del convertidor resonante LLC . . . . .	59
<b>4. Montaje y resultados experimentales</b>	<b>65</b>
4.1. Descripción del <i>hardware</i> . . . . .	65
4.1.1. Fabricación del transformador de alta frecuencia . . . . .	65
4.1.2. Fabricación del inductor externo . . . . .	66
4.1.3. Diseño de la PCB de potencia . . . . .	66
4.1.4. Diseño de la PCB de control . . . . .	71
4.2. Implementación del <i>software</i> . . . . .	74
4.3. Resultados experimentales . . . . .	76
4.3.1. Régimen estacionario . . . . .	77
4.3.2. Cambio de tensión de referencia . . . . .	81
4.3.3. Cambio de carga . . . . .	82
4.3.4. Arranque del convertidor . . . . .	83
4.3.5. Rendimiento del convertidor y densidad de potencia . . . . .	83
4.3.6. Análisis térmico . . . . .	84
<b>5. Estudio económico e impacto ambiental</b>	<b>87</b>
5.1. Estudio económico . . . . .	87
5.1.1. Recursos humanos . . . . .	87
5.1.2. Recursos materiales . . . . .	88
5.1.3. Recursos I + D . . . . .	88
5.1.4. Coste total del proyecto . . . . .	88
5.2. Impacto ambiental . . . . .	89
<b>Conclusiones</b>	<b>91</b>
<b>Futuras líneas de trabajo</b>	<b>93</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>95</b>



<b>Bibliografía</b>	<b>98</b>
<b>A. Diseño del transformador</b>	<b>99</b>
A.1. Metodología de diseño del transformador . . . . .	99
A.2. Cálculo del transformador definitivo . . . . .	103
<b>B. Diseño del inductor externo</b>	<b>107</b>
B.1. Metodología de diseño del inductor externo . . . . .	107
B.2. Cálculo del inductor externo . . . . .	108
<b>C. Cálculo de radiadores</b>	<b>111</b>
C.1. Radiadores del inversor <i>full-bridge</i> . . . . .	112
C.2. Radiadores del rectificador . . . . .	114







# Índice de figuras

1.1. Estructura general de convertidor DC-DC. . . . .	24
1.2. Semiconductor MOSFET y pérdidas de conmutación de semiconductores. . . . .	25
1.3. Configuraciones de tanque resonante SRC y PRC. . . . .	27
1.4. Curvas de ganancia del convertidor SRC. . . . .	28
1.5. Curvas de ganancia del convertidor PRC. . . . .	29
1.6. Configuración del tanque resonante LCC. . . . .	30
1.7. Curvas de ganancia del convertidor LCC. . . . .	31
1.8. Configuración del tanque resonante LLC. . . . .	31
1.9. Curvas de ganancia del convertidor LLC. . . . .	32
1.10. Configuración del convertidor PS-ZVT. . . . .	33
1.11. Configuración de un <i>buck ZCS</i> cuasi-resonante. . . . .	34
1.12. Comparación de pérdidas entre diodo y MOSFET de potencia. . . . .	35
2.1. Transformación del método FHA. . . . .	39
2.2. Tanque resonante LLC. . . . .	42
2.3. Impedancia del tanque LLC ( $L_r = 25,3 \mu H$ , $C_r = 25,0 nF$ , $L_m = 126,7 \mu H$ ). . . . .	43
2.4. Curvas de ganancia para diferentes valores de $L_n$ . . . . .	44
2.5. Zona ZVS y ZCS. . . . .	45
2.6. Curvas de ganancia máxima alcanzable $M_0$ . . . . .	48
2.7. Pasos para el diseño del tanque resonante LLC. . . . .	50
2.8. Modelo del transformador. . . . .	51
2.9. Formas de bobinar el transformador. . . . .	51
3.1. Curvas de ganancia máxima alcanzable $M_0$ y $M_{max}$ . . . . .	55



3.2. Curvas de ganancia en vacío ( $Q_e = 0$ ), a máxima carga ( $Q_e = 0,291$ ) y en sobrecarga ( $Q_e = 0,320$ ). . . . .	55
3.3. Estructura del rectificador. . . . .	58
3.4. Modelo del convertidor en PSIM. . . . .	60
3.5. Corriente por el tanque resonante y rectificador a frecuencia de resonancia 200 kHz. . . . .	61
3.6. Corriente por el tanque resonante y rectificador a frecuencia 120 kHz. . . . .	62
3.7. Comparación de las curvas de ganancia mediante FHA y simulación. . . . .	63
4.1. Transformador de alta frecuencia. . . . .	66
4.2. Inductor externo. . . . .	68
4.3. PCB de potencia del convertidor resonante. . . . .	68
4.4. Placa de potencia del convertidor resonante. . . . .	69
4.5. Carga de la capacidad puerta-surtidor. . . . .	70
4.6. PCB de control de propósito general. . . . .	73
4.7. Placa de control de propósito general. . . . .	73
4.8. Sistema controlador y planta. . . . .	74
4.9. Estructura del controlador PI. . . . .	74
4.10. Curvas para la linealización del prototipo en lazo abierto. . . . .	75
4.11. <i>Soft-switching</i> en el cierre del MOSFET del inversor por condición de ZVS. . . . .	78
4.12. Corriente del tanque resonante y de una rama del rectificador ( $V_{bus} = 400\text{ V}$ , $V_o = 60\text{ V}$ , $R = 30,2\ \Omega$ ). . . . .	79
4.13. Corriente del tanque resonante y de una rama del rectificador ( $V_{bus} = 400\text{ V}$ , $V_o = 48\text{ V}$ , $R = 1,7\ \Omega$ ). . . . .	80
4.14. Cambio de tensión de salida frente a un cambio de consigna a 10 $\Omega$ (azul) y 3,3 $\Omega$ (rojo). . . . .	81
4.15. Cambio de carga a 60 V del 100 % al 4 %. . . . .	82
4.16. Arranque con tensión de entrada de 400 V y 15 $\Omega$ de carga. . . . .	84
4.17. Curva de rendimiento a 48 V. . . . .	85
4.18. Análisis térmico del convertidor a 48 V y carga de 2,2 $\Omega$ . . . . .	85
4.19. Análisis térmico del <i>driver</i> del inversor. . . . .	86
B.1. Pérdidas en el inductor. . . . .	110



C.1. Modelo eléctrico equivalente componente-radiador. . . . . 111

C.2. Perfil del radiador SK-481. . . . . 115





# Índice de tablas

3.1. Especificaciones principales del convertidor. . . . .	53
3.2. Parámetros del MOSFET para el inversor <i>full-bridge</i> . . . . .	58
3.3. Parámetros del diodo rectificador utilizado. . . . .	58
3.4. Pérdidas estimadas en los semiconductores. . . . .	63
4.1. Parámetros físicos del transformador construido. . . . .	66
4.2. Parámetros del transformador construido. . . . .	67
4.3. Parámetros del inductor externo $L_s$ construido. . . . .	67
5.1. Costes de los recursos humanos. . . . .	87
5.2. Costes de los recursos materiales. . . . .	88
5.3. Costes de los recursos de I + D. . . . .	88
5.4. Coste total del proyecto. . . . .	89
A.1. Variables de entrada necesarias para el diseño. . . . .	100
A.2. Variables de entrada del convertidor para el diseño del transformador. . . . .	103
A.3. Características de la ferrita PQ 50/50 PC95. . . . .	103
B.1. Variables de entrada del convertidor para el diseño del inductor externo. . . . .	109
B.2. Características de la ferrita PQ 32/20 N97. . . . .	109





# Glosario

## Símbolos

$\hat{I}_{m,max}$	Pico máximo de corriente por la inductancia magnetizante
$A$	Constante de la ecuación aproximada del incremento de temperatura del transformador
$a$	Constante de la ecuación de Steinmetz
$A_e$	Área efectiva del núcleo
$A_L$	Factor de inductancia
$A_w$	Área de la ventana de bobinado del núcleo
$A_{ext}$	Superficie externa del núcleo en contacto con el aire
$B$	Constante de la ecuación aproximada del incremento de temperatura del transformador
$B$	Densidad de flujo magnético
$b$	Constante de la ecuación de Steinmetz
$B_{opt}$	Densidad de corriente en condiciones óptimas
$B_{pk}$	Densidad de flujo magnético pico
$B_{sat}$	Densidad de flujo magnético de saturación
$C_f$	Capacidad del filtro
$C_n$	Ratio entre las capacidades participantes en la resonancia en un MRC LCC
$C_o$	Capacidad del filtro de salida
$C_p$	Capacidad paralela del tanque resonante
$C_r$	Capacidad serie del tanque resonante
$C_{dg}$	Capacidad drenador-puerta de un MOSFET
$C_{ds}$	Capacidad drenador-surtidor de un MOSFET



---

$C_{gs}$	Capacidad puerta-surtidor de un MOSFET
$clk_{ADC}$	Periodo correspondiente a la frecuencia de funcionamiento del periférico ADC.
$d_{st}$	Diámetro de un filamento en el hilo de Litz
$E_{off}$	Energía perdida en el <i>turn-off</i> del semiconductor
$E_{sw}$	Energía perdida en la conmutación del semiconductor
$f_0$	Frecuencia de resonancia dependiente de la carga [Hz]
$f_n$	Frecuencia de conmutación normalizada a la frecuencia de resonancia serie [Hz]
$f_{opt}$	Frecuencia del corriente por el inductor externo a optimizar [Hz]
$f_{pk}$	Frecuencia donde se encuentra la ganancia pico [Hz]
$f_p$	Frecuencia de resonancia total del tanque [Hz]
$f_r$	Frecuencia de resonancia serie [Hz]
$f_{sw,max}$	Frecuencia máxima de conmutación [Hz]
$f_{sw,min}$	Frecuencia mínima de conmutación [Hz]
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación [Hz]
$FS$	Factor de seguridad
$g$	Entrehierro
$H_{LCC}$	Función de transferencia del convertidor MRC LCC
$H_{LLC}$	Función de transferencia del convertidor MRC LLC
$H_{PRC}$	Función de transferencia del convertidor PRC
$H_{SRC}$	Función de transferencia del convertidor SRC
$I$	Corriente
$i_c$	Corriente instantánea a través del condensador de salida
$I_m$	Corriente por la inductancia magnetizante
$I_o$	Corriente de salida
$I_r$	Corriente por el tanque resonante, igual que $I_{tank}$
$I_{DS}$	Corriente drenador-surtidor de un MOSFET
$i_{DS}$	Corriente drenador-surtidor instantánea de un MOSFET

---





---

$I_{f,av}$	Corriente media por el diodo
$I_{f,rms}$	Corriente por el diodo
$I_{m,max}$	Máxima corriente por la inductancia magnetizante
$I_{mos,max}$	Máxima corriente por un MOSFET del inversor
$I_{mos}$	Corriente por un MOSFET del inversor
$I_{oe}$	Corriente de salida del convertidor equivalente
$i_{oe}$	Valor instantáneo de $I_{oe}$
$I_{off}$	Corriente en el instante del <i>turn-off</i> del semiconductor
$I_{opt}$	Corriente por el inductor externo a optimizar
$I_{os}$	Corriente de salida del convertidor simplificado
$I_{pk,max}$	Pico máximo de corriente por el tanque resonante
$I_{r,max}$	Máxima corriente RMS por el tanque resonante
$I_{rect}$	Corriente por una rama del rectificador
$I_{rms,p}$	Corriente a través del primario del transformador
$I_{rms,s}$	Corriente a través del secundario del transformador
$I_{tank}$	Corriente por el tanque resonante, igual que $I_r$
$J$	Densidad de corriente
$k$	Constante de la ecuación de Steinmetz
$K_f$	Factor de forma
$K_u$	Factor de llenado
$L$	Inductancia genérica
$L_f$	Inductancia del filtro
$L_m$	Inductancia magnetizante del transformador
$L_n$	Ratio entre las inductancias participantes en la resonancia en un MRC LLC
$L_r$	Inductancia serie del tanque resonante
$L_s$	Inductancia del inductor externo
$L_{lk1,p}$	Inductancia de dispersión del primario del transformador referenciada al primario

---



---

$L_{lk2,p,A}$	Inductancia de dispersión del bobinado A del secundario del transformador referenciada al primario
$L_{lk2,p,B}$	Inductancia de dispersión del bobinado B del secundario del transformador referenciada al primario
$L_{lk2,p}$	Inductancia de dispersión del secundario del transformador referenciada al primario
$M$	Ganancia entre tensión de salida y tensión de entrada del convertidor
$M_0$	Ganancia a frecuencia $f_0$
$M_{ac}$	Ganancia entre tensión de salida y tensión de entrada del convertidor equivalente, sustituida por $M$
$M_{dc}$	Ganancia entre tensión de salida y tensión de entrada del convertidor, sustituida por $M$
$M_{LCC}$	Ganancia de la función de transferencia del convertidor MRC LCC
$M_{LLC}$	Ganancia de la función de transferencia del convertidor MRC LLC
$M_{max}$	Ganancia máxima del convertidor para cumplir las especificaciones
$M_{min}$	Ganancia mínima del convertidor para cumplir las especificaciones
$M_{pk}$	Ganancia de pico a frecuencia $f_{pk}$
$M_{PRC}$	Ganancia de la función de transferencia del convertidor PRC
$M_{SRC}$	Ganancia de la función de transferencia del convertidor SRC
$MTL$	Longitud media de una vuelta ( <i>Mean Turn Length</i> )
$n$	Relación de transformación del transformador
$N_p$	Número de espiras del primario del transformador
$N_s$	Número de espiras del secundario del transformador
$N_{opt}$	Número de espiras del primario del transformador que optimizan las pérdidas
$N_{w,max}$	Número máximo de espiras bobinables en el núcleo
$P_c$	Potencia perdida en la conducción
$P_s$	Potencia en el secundario del transformador
$P_{cu,p}$	Pérdidas en el cobre del bobinado primario del transformador
$P_{cu,s}$	Pérdidas en el cobre del bobinado secundario del transformador
$P_{cu}$	Pérdidas en el cobre

---



---

$P_{diss,1}$	Potencia disipada por un solo componente
$P_{diss}$	Potencia disipada
$P_D$	Potencia perdida en la conducción del diodo
$P_{fe}$	Pérdidas en el núcleo del transformador
$p_{fe}$	Pérdidas volumétricas en el núcleo del transformador
$P_{MOS}$	Potencia perdida en la conducción del MOSFET
$P_{nom}$	Potencia nominal del convertidor
$P_{sw,off}$	Potencia perdida en el <i>turn-off</i> del semiconductor
$P_{sw,on}$	Potencia perdida en el <i>turn-on</i> del semiconductor
$P_{sw}$	Potencia perdida en la conmutación del semiconductor
$P_{tr}$	Pérdidas totales del transformador
$Q_{e,max}$	Factor de calidad máximo de diseño
$Q_{e,sc}$	Factor de calidad en condición de sobrecarga
$Q_e$	Factor de calidad con $R_e$
$R$	Carga resistiva del convertidor
$R'$	Carga resistiva del convertidor simplificado; $R$ referenciada al primario del transformador
$R_1$	Resistencia del cobre del primario del transformador
$R_2$	Resistencia del cobre del secundario del transformador
$R_e$	Resistencia equivalente a la carga, referenciada al primario del transformador
$R_G$	Resistencia de puerta del MOSFET
$R_s$	Resistencia del cobre del inductor externo
$R_{2,A}$	Resistencia del bobinado A del secundario del transformador
$R_{2,B}$	Resistencia del bobinado B del secundario del transformador
$R_{cu,1}$	Resistencia de una vuelta de cobre
$R_{cu,p}$	Resistencia del bobinado primario del transformador
$R_{cu,s}$	Resistencia del bobinado secundario del transformador
$r_D$	Resistencia dinámica del diodo en conducción

---



---

$R_{e,lim}$	Resistencia límite que consume la potencia nominal del convertidor
$R_{e,sc}$	Resistencia de sobrecarga
$R_{fe}$	Resistencia equivalente a las pérdidas en el núcleo del transformador
$R_{on}$	Resistencia de conducción del MOSFET
$R_{th,c-s}$	Resistencia térmica entre empaquetado y radiador
$R_{th,j-c}$	Resistencia térmica entre unión y empaquetado
$R_{th,s-a}$	Resistencia térmica entre radiador y ambiente
$s$	Variable frecuencial en el dominio de Laplace
$S_{cu}$	Sección de cobre total
$S_{st,p}$	Sección de un filamento en el hilo de Litz del bobinado primario del transformador
$S_{st,s}$	Sección de un filamento en el hilo de Litz del bobinado secundario del transformador
$S_{st}$	Sección de un filamento en el hilo de Litz
$St$	Número de filamentos
$St,p$	Número de filamentos del bobinado primario del transformador
$St,s$	Número de filamentos del bobinado secundario del transformador
$T_a$	Temperatura ambiente
$T_j$	Temperatura de la unión del componente
$t_{ADC}$	Duración de la adquisición de datos del ADC
$t_{conv}$	Tiempo de conversión de un valor analógico a digital
$t_{S/H}$	Tiempo de muestreo y retención, ( <i>Sample and Hold</i> )
$T_{sw}$	Periodo de conmutación
$t_{trans}$	Tiempo de transición entre estados de la conmutación
$u_c$	Tensión instantánea del condensador de salida
$V_p$	Tensión del primario del transformador
$V_s$	Tensión del secundario del transformador
$V_{bus,max}$	Tensión máxima del bus de continua
$V_{bus,min}$	Tensión mínima del bus de continua

---



$V_{bus,nom}$	Tensión nominal del bus de continua
$V_{bus}$	Tensión del bus de continua
$V_{DS}$	Tensión drenador-surtidor de un MOSFET
$v_{DS}$	Tensión drenador-surtidor instantánea de un MOSFET
$V_f$	Caída de tensión ánodo-cátodo en conducción de un diodo
$V_{o,max}$	Tensión máxima de salida
$V_{o,min}$	Tensión mínima de salida
$V_{o,nom}$	Tensión de salida nominal
$V_{oe}$	Tensión cuadrada de salida del convertidor LLC equivalente; componente fundamental de $V_{os}$
$V_{os}$	Tensión cuadrada de salida del convertidor LLC simplificado
$V_{rrm}$	Tensión inversa de pico repetitivo
$V_{sq,1}$	Componente fundamental de la tensión $V_{sq}$
$v_{sq,1}$	Valor instantáneo de $V_{sq,1}$
$V_{sq}$	Tensión cuadrada salida de un inversor
$v_{sq}$	Valor instantáneo de $V_{sq}$
$Vol_{fe}$	Volumen del núcleo
$Z_r$	Impedancia del tanque resonante
$Z_{Cr}$	Impedancia de la capacidad serie
$Z_{Lm}$	Impedancia de la inductancia magnetizante
$Z_{Lr}$	Impedancia de la inductancia serie

### Símbolos griegos

$\Delta t$	Incremento de tiempo
$\Delta T_{tr}$	Incremento de temperatura del transformador
$\Delta u_c$	Rizado de tensión del condensador de salida
$\delta$	Profundidad del efecto pelicular
$\eta_{tr}$	Rendimiento del transformador



$\mu_0$	Permeabilidad magnética del aire
$\mu_r$	Permeabilidad magnética relativa
$\omega_{pk}$	Frecuencia de pico [ $rad/s$ ]
$\omega_r$	Frecuencia de resonancia [ $rad/s$ ]
$\omega$	Frecuencia [ $rad/s$ ]
$\rho_{cu}$	Resistividad del cobre
$\rho$	Resistividad del hilo conductor
$\varnothing_{st}$	Diámetro de un filamento del hilo de Litz
$\varphi_I$	Desfase entre $V_{oe}$ e $I_{oe}$
$\varphi_V$	Desfase entre $V_{sq,1}$ y $V_{oe}$

### Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
CAN	<i>Controlled Area Network</i>
CITCEA	Centre d'Investigació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DMA	<i>Direct Memory Access</i>
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
EMC	<i>Electro-Magnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electro-Magnetic Interference</i>
EOC	<i>End Of Conversion</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FBLLC	Convertidor con inversor <i>Full-Bridge</i> y tanque resonante LLC
FHA	<i>First Harmonic Aproximation</i>
HRPWM	<i>High-Resolution Pulse Width Modulation</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>



---

IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IVA	Impuesto sobre el Valor Añadido
JTAG	<i>Join Test Action Group</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
MRC	<i>Multi-Resonant Converter</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient thermistor</i>
OTC	<i>Optimal-Trajectory Control</i>
PBB	Polibromobifenilos
PBDE	Polibromodifenil éter
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PFC	<i>Power Factor Corrector</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral
PRC	<i>Parallel Resonant Converter</i>
PS-ZVT	Convertidor <i>Phase-Shifted Zero-Voltage Transition</i>
PSIM	Programa de simulación de electrónica de potencia
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEP	<i>Quadrature Encoder Pulse</i>
QRC	<i>Quasi-Resonant Converter</i>
RAM	<i>Random-Access Memory</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RoHS	<i>Restriction of Hazardous Substances</i>
SAI	Sistema de Alimentación Ininterrumpida
SOC	<i>Start Of Conversion</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPRC	<i>Series-Parallel Resonant Converter</i>

---



SRC *Series Resonant Converter*

UPC *Universitat Politècnica de Catalunya*

USB *Universal Serial Bus*

ZCS *Zero-Current Switching*

ZVS *Zero-Voltage Switching*





# Prefacio

## Origen del proyecto

La tecnología del *soft-switching* está experimentando una rápida evolución debido a la demanda de fuentes de alimentación de tamaño reducido y elevada potencia. Actualmente, y propiciado por la crisis del mercado energético, los consumidores a nivel doméstico y a nivel industrial miran más aún por el gasto energético. Por esa razón, el mercado de estas tipologías de convertidores está en constante crecimiento. Por las posibilidades comerciales de éste tipo de convertidores, nace el interés por investigar su funcionamiento, la complejidad de su diseño y los resultados que pueden aportar.

De este interés, surge la necesidad por parte del Centro de Investigación Tecnológica en Convertidores Estáticos y Accionamientos, perteneciente a la Universidad Politécnica de Catalunya (CITCEA-UPC), de realizar un estudio de las tipologías de convertidores de alta eficiencia.

## Motivación del proyecto

Las fuentes de alimentación conmutadas con *soft-switching* son tipologías innovadoras frente a las históricamente utilizadas. Hasta el presente, el CITCEA-UPC no ha desarrollado convertidores de estas características. En estos momentos y debido a la consciencia global actual acerca de las fuentes de energía limitada, se precisa la evolución hacia tipologías más eficientes y, en consecuencia, a la reducción de volumen. Consecuentemente, el coste de los productos también se reduce.

Gracias a sus bajas pérdidas relativas a la potencia del convertidor y el reducido volumen total, estas tipologías atraen el interés del centro, motivando el desarrollo de su primera fuente de alta eficiencia con tecnología *soft-switching*.



# Introducción

## Objetivo del proyecto

El objetivo principal de este proyecto es aprender acerca del diseño de convertidores de alta eficiencia, en concreto, de los resonantes con estructura LLC del tanque resonante. Se pretende extraer una metodología de diseño y construir un prototipo funcional de 1,5 kW controlado mediante un microcontrolador, tratando de maximizar la eficiencia y la densidad de potencia.

## Alcance del proyecto

El alcance del presente proyecto abarcará los siguientes puntos:

- Introducción a las tipologías de alta eficiencia.
- Análisis detallado de la tipología resonante LLC.
- Diseño conceptual del tanque resonante LLC.
- Simulación del convertidor.
- Implementación del prototipo y del control en microcontrolador.
- Interpretación de los resultados experimentales obtenidos.
- Análisis económico y medioambiental.
- Conclusiones.
- Futuras líneas de trabajo.

Por otro lado, no se estudiará, diseñará ni construirá la etapa de entrada del corrector de factor de potencia (PFC) que se suelen encontrar en estas tipologías de convertidor, ya que no pertenece al objetivo del proyecto.





## Capítulo 1

# Introducción a los convertidores de alta eficiencia

Este capítulo inicial pretende coger una idea general acerca de la situación actual del *soft-switching* en el panorama industrial. En la Sección 1.1, se describe la situación actual y las aplicaciones de esta tecnología. Posteriormente, se describe la conmutación suave por la que destaca esta tecnología en la Sección 1.2. En el siguiente punto 1.3, se hace una revisión de las tipologías de alta eficiencia con conmutación suave actuales. Por último, se presenta la rectificación síncrona en la Sección 1.4.

### 1.1. Introducción

El *soft-switching* es una técnica de conmutación en auge en materia de convertidores eléctricos conmutados. Al contrario que el *hard-switching*, en que las prestaciones de los convertidores deben tener muy en cuenta las pérdidas por conmutación de los semiconductores, las cuales son las mayoritarias. Éstas pueden llevar a la destrucción de los semiconductores y fallo del convertidor. Mediante el *soft-switching*, las pérdidas principales ya no se producen en la conmutación de los semiconductores, sino que se distribuyen de forma porcentual entre los demás componentes del convertidor. Entre ellas, las de conducción, las cuales son las más significativas dentro de un mismo elemento semiconductor.

La estructura general de un convertidor DC-DC aislado a alta frecuencia está representada en la Figura 1.1. Una primera etapa invierte la tensión continua del bus de entrada, obteniendo una tensión cuadrada. Ésta es transferida al bobinado secundario del transformador, consiguiendo el aislamiento galvánico. A continuación, se encuentra una etapa de rectificación, usualmente compuesta por un puente de diodos de potencia. Finalmente, se obtiene una tensión continua de salida tras un filtro pasa-bajos.

Las ventajas más interesantes de esta técnica de conmutación frente al tradicional *hard-switching*



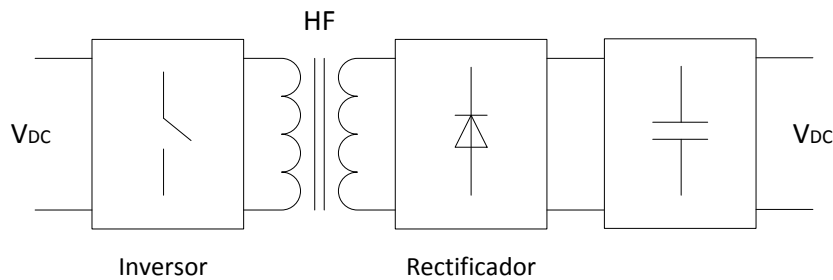


Figura 1.1: Estructura general de convertidor DC-DC.

son:

- Reducción de pérdidas de conmutación en el inversor: es la principal característica de esta novedosa tecnología. Permite aumentar la frecuencia de conmutación.
- Reducción de volumen y peso: al trabajar en frecuencias de conmutación elevadas, los componentes pasivos pueden disminuir su volumen. Por otro lado, los elementos disipadores pueden ser más pequeños, ya que deben disipar menos calor. En términos globales, la densidad de potencia aumenta.
- Menor coste: la disminución del volumen de los componentes pasivos como inductores, transformadores y condensadores permiten reducir los costes materiales. Además, la reducción superficial de la placa de circuito impreso (PCB) y la reducción de tamaño de los radiadores también mejora los costes.
- Aprovechamiento de elementos parásitos: en algunas configuraciones pueden aprovecharse elementos parásitos del circuito para participar en la resonancia, reduciendo el número de componentes.
- Reducción de pérdidas por *reverse recovery* de los diodos rectificadores: la auto-extinción de la corriente circulante por los diodos de la etapa rectificadora, debida a su naturaleza, provoca un bloqueo lento, reduciendo las correspondientes pérdidas.
- Bajas interferencias electromagnéticas (EMI): en el caso de los convertidores resonantes, las corrientes circulantes son aproximadamente sinusoidales, reduciendo la generación de interferencias electromagnéticas. Éste hecho permite reducir las dimensiones del filtro EMI de entrada al convertidor y su coste.

Por contra, las tensiones y corrientes de pico vistas por los elementos en los convertidores con *soft-switching* son mayores, requiriendo mejores prestaciones. Por consiguiente, las pérdidas por conducción son predominantes, pudiendo llegar a provocar mayores pérdidas que en convertidores con *hard-switching*.



Por estos motivos presentados, los convertidores con tecnología *soft-switching* se pueden encontrar cada vez en mayor número de aplicaciones. En la industria, pueden encontrarse ejemplos en fuentes de alimentación para servidores de telecomunicaciones, sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI), iluminación LED y cargadores de baterías. También pueden encontrarse en el ámbito militar y aeroespacial.

En el ámbito doméstico, este tipo de convertidores se utilizan, por ejemplo, en fuentes de alimentación de televisores, ordenadores de sobremesa y portátiles e iluminación LED.

## 1.2. Fundamentos del *soft-switching*

El origen de las pérdidas de conmutación puede explicarse a partir de la Figura 1.2 extraída de [1].  $V_{DS}$  es la tensión drenador-surtidor del semiconductor e  $I_{DS}$  la corriente circulante de drenador a surtidor, ambos en régimen estacionario. En cambio,  $v_{DS}$  e  $i_{DS}$  son valores instantáneos.

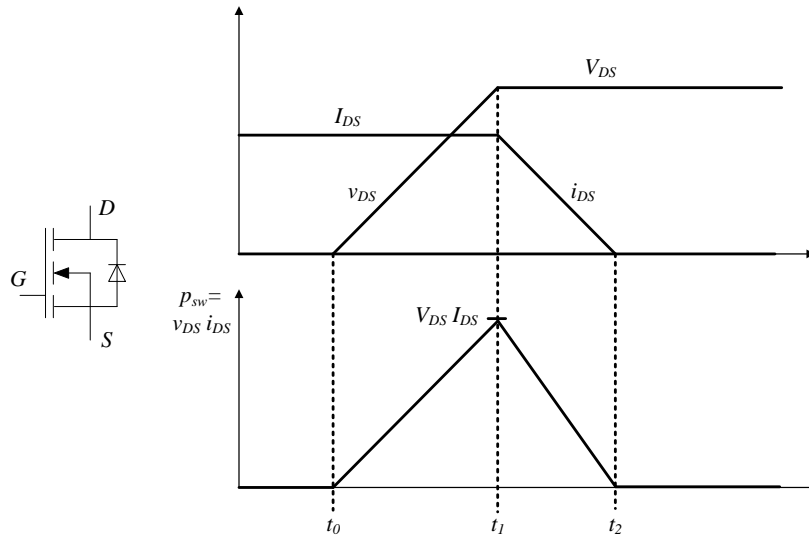


Figura 1.2: Semiconductor MOSFET y pérdidas de conmutación de semiconductores.

Las pérdidas de conmutación se generan en las transiciones entre estados del semiconductor, las cuales no son instantáneas. La tensión  $v_{DS}$  y la corriente  $i_{DS}$  cambian de nivel en un tiempo que, aunque pequeño, no es nulo. La energía perdida  $E_{sw}$  en una transición, sea el cierre o la apertura de los semiconductores, puede expresarse según la ecuación 1.1.

$$E_{sw} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} (t_2 - t_0) \quad (1.1)$$

La potencia disipada instantáneamente  $p(t)$  puede expresarse como  $v_{DS} i_{DS}$ . Por tanto, durante un periodo completo, cuya frecuencia es  $f_{sw}$ , la potencia perdida por ambas conmutaciones es:

$$P_{sw} = \frac{1}{T_s} \int p(t) dt = 2E_{sw}f_{sw} \quad (1.2)$$

La técnica del *soft-switching* trata de desfasar las transiciones de  $v_{DS}$  e  $i_{DS}$  para que éstas no se solapen, consiguiendo que, en todo instante, uno de los dos parámetros tenga valor cero o muy pequeño. Esta situación permite que  $E_{sw}$  sea muy pequeña, consiguiendo que la potencia perdida en la conmutación sea casi nula. En muchos casos, estas pérdidas pueden despreciarse.

Se pueden diferenciar dos casos de conmutación suave:

- Zero-Voltage Switching (ZVS): en este caso, la conmutación se produce cuando la tensión  $v_{DS}$  es casi nula. Esta condición suele conseguirse forzando una corriente inversa a través del diodo en anti-paralelo del semiconductor. En esta situación, la tensión  $v_{DS}$  es, exactamente, la inversa de la tensión ánodo-cátodo de conducción del diodo  $V_f$ . En caso de utilizar semiconductores IGBT, la situación es la misma entre emisor y colector.
- Zero-Current Switching (ZCS): la conmutación del semiconductor se produce cuando la corriente es cero o muy pequeña. La forma de la onda de corriente tiene una variación de la corriente  $di/dt$  pequeña, permitiendo la conmutación cuando ésta está cercana a cero.

### 1.3. Tipologías de convertidor de alta eficiencia

La búsqueda de una mejor eficiencia en los convertidores es un objetivo presente desde hace ya muchos años. En las dos últimas décadas, la investigación en este campo ha permitido evolucionarlos hasta conseguir eficiencias mayores al 95 %.

A continuación, se describen las principales tipologías con tecnología *soft-switching*.

#### 1.3.1. Resonantes

Estos convertidores reciben este nombre puesto que tienen un tanque resonante formado por un inductor en serie a la carga y un condensador en serie (SRC) o en paralelo (PRC) a la carga.

Los convertidores resonantes varían la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  para variar la impedancia del tanque resonante  $Z_r$ , consiguiendo ganancias variables y el *soft-switching*. El ciclo de trabajo será siempre del 50 % en régimen permanente. La frecuencia de resonancia  $f_r$  viene expresada por la ecuación 1.3.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (1.3)$$

La Figura 1.3 muestra la estructura del tanque resonante de los convertidores SRC y PRC. Comúnmente, tienen aislamiento galvánico mediante un transformador de alta frecuencia.





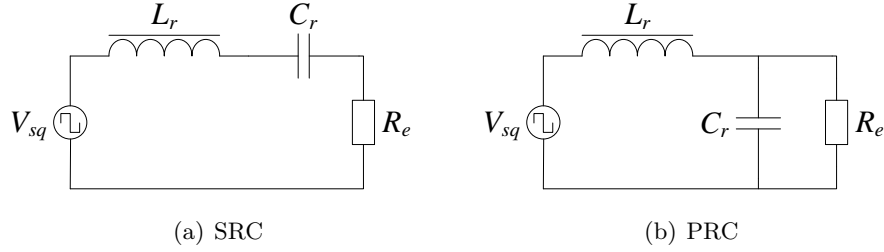


Figura 1.3: Configuraciones de tanque resonante SRC y PRC.

El inductor  $L_r$  y el condensador  $C_r$  forman el tanque resonante, mientras que  $R_e$  es la carga equivalente vista desde el primario. La tensión aplicada  $V_{sq}$  es la señal cuadrada saliente de un inversor.

Ambos regulan la tensión de salida variando la frecuencia de conmutación, es decir, cambiando la impedancia del tanque resonante.

En el caso del SRC, los elementos resonantes actúan como un divisor resistivo. La tensión de salida depende de la impedancia del tanque resonante y la ganancia será siempre menor que 1. La función de transferencia del tanque en el dominio de Laplace sigue la ecuación 1.4, suponiendo una carga puramente resistiva.

$$H_{SRC} = \frac{R_e}{R_e + sL_r + \frac{1}{sC_r}} = \frac{\left(\frac{s}{Q_e\omega_r}\right)}{1 + \left(\frac{s}{Q_e\omega_r}\right) + \left(\frac{s}{\omega_r}\right)^2} \quad (1.4)$$

Para generalizar la función de transferencia a cualquier diseño, se han normalizado los parámetros de la siguiente manera.

- La frecuencia de resonancia  $f_r$  es la base para normalizar la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ :

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (1.5)$$

- Se define el factor de calidad del circuito serie resonante como:

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e} \quad (1.6)$$

La Figura 1.4 muestra la ganancia  $M_{SRC}$  de la ecuación 1.7, la cual coincide con la magnitud de su función de transferencia, respecto la frecuencia de conmutación normalizada para diferentes factores de calidad.

$$M_{SRC} = \|H_{SRC}\| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_e^2 \left(\frac{1}{f_n} - f_n\right)^2}} \quad (1.7)$$



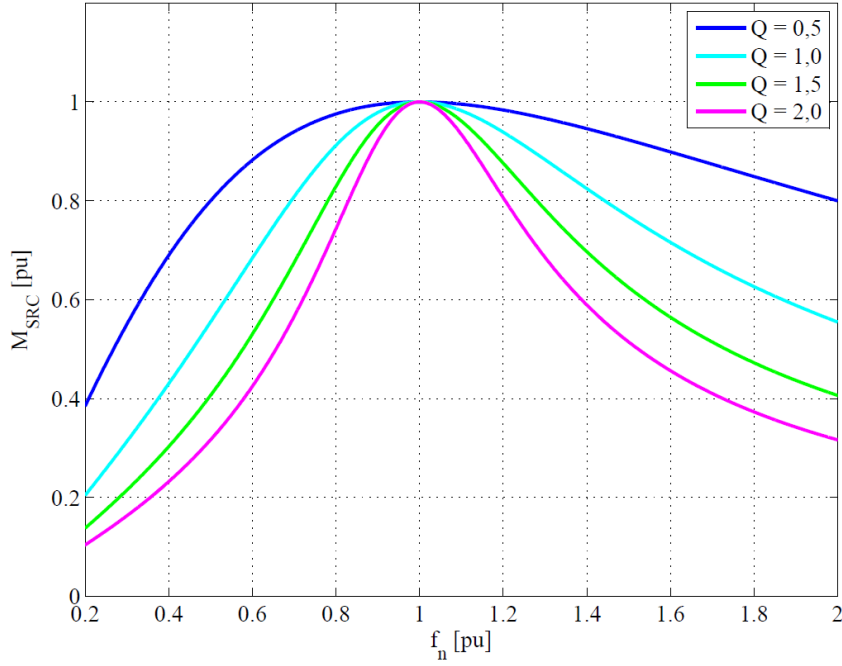


Figura 1.4: Curvas de ganancia del convertidor SRC.

Cuando la frecuencia de conmutación es menor que la de resonancia, la impedancia del tanque tiene un comportamiento capacitivo que propicia el ZCS en la apertura (*turn-off*), pero aparece *reverse recovery* en los diodos anti-paralelos en el cierre (*turn-on*), provocando pérdidas mucho más elevadas. Por otro lado, a frecuencias mayores que la de resonancia, la impedancia es inductiva y se produce ZVS.

Según [2, pág 541], las desventajas de este tipo de convertidores son el gran rango de frecuencia necesario para el control a bajas cargas, no poder regular la salida sin carga y la elevada corriente a través del filtro de salida para obtener una tensión continua. Por estas razones, esta tipología es utilizada en aplicaciones con baja corriente y elevada tensión de salida con pequeñas variaciones en la tensión de entrada.

Los convertidores PRC tienen la función de transferencia expresada por la ecuación 1.8. El factor de calidad se define de igual forma que los SRC.

$$H_{PRC} = \frac{\frac{R_e}{sC_r} \frac{1}{R_e + \frac{1}{sC_r}}}{sL_r + \frac{\frac{R_e}{sC_r}}{R_e + \frac{1}{sC_r}}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{\omega_r}\right) Q_e + \left(\frac{s}{\omega_r}\right)^2} \quad (1.8)$$

En este caso, la ganancia viene definida por la ecuación 1.9 que se ha representado en la Figura 1.5.

$$M_{PRC} = \|H_{PRC}\| = \frac{1}{\sqrt{(1 - f_n^2)^2 + Q_e^2 f_n^2}} \quad (1.9)$$



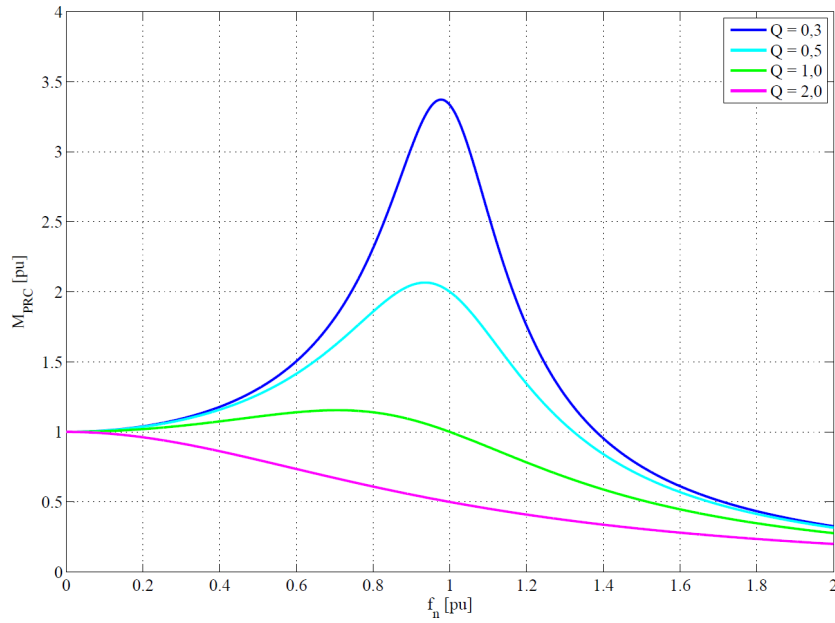


Figura 1.5: Curvas de ganancia del convertidor PRC.

Para factores de calidad elevados (mayores a  $\sqrt{2}$ ), el tanque resonante tiene comportamiento inductivo a cualquier frecuencia. En caso de trabajar a frecuencia de conmutación mayor a  $f_r$ , la corriente se retrasa frente a la tensión (comportamiento inductivo), propiciando el ZVS. Por lo contrario, para frecuencias menores a  $f_r$ , el comportamiento capacitivo provoca la aparición de *reverse recovery* en los diodos en anti-paralelo de los semiconductores.

Los principales inconvenientes de esta tipología se encuentran en las elevadas corrientes circulantes por el tanque resonante a bajas cargas y las pérdidas en la apertura de los semiconductores a tensiones elevadas. Por otro lado, la estructura proporciona una protección inherente frente a cortocircuitos, puesto que el inductor limita la corriente circulante.

En cualquiera de los dos casos (SRC o PRC) es peligroso trabajar a frecuencias menores a la de resonancia  $f_r$ , ya que la evolución de la tensión de salida frente a un cambio en la frecuencia es opuesto. Esto complica el control de los convertidores. Por esta razón y para evitar los inconvenientes acerca del *reverse recovery*, éstos trabajan en la zona inductiva de la curva característica.

### 1.3.2. Multi-resonantes (MRC)

Los convertidores multi-resonantes se caracterizan por tener más de dos elementos reactivos que participan en la resonancia del tanque. En este grupo se encuentran dos tipologías: LCC y LLC. En ambos casos, el tanque resonante lo forman tres componentes y existen dos frecuencias resonantes. Hay estudios en que se analizan tipologías con más elementos [3, pág 121], pero no son utilizados actualmente. Igual que en los convertidores SRC y PRC, el control se realiza mediante modulación frecuencial manteniendo el ciclo de trabajo al 50 %.



Los convertidores LCC, también llamados SPRC (*Series-Parallel Resonant Converter*), tienen la estructura de la Figura 1.6.

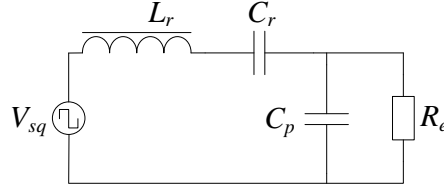


Figura 1.6: Configuración del tanque resonante LCC.

Las dos frecuencias de resonancia de este tanque vienen definidas por las ecuaciones 1.10 y 1.11. Éstas son la frecuencia de resonancia  $f_r$  de los componentes  $L_r$  y  $C_r$ , y la frecuencia de resonancia  $f_p$  en que participan todos los elementos del tanque. Se define  $f_0$  como esa frecuencia en la que el desfase de la corriente de entrada respecto a la tensión es nulo. Ésta es dependiente de la carga y variable entre  $f_r$  y  $f_p$ .

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (1.10)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \frac{C_r C_p}{C_r + C_p}}} = \frac{\omega_p}{2\pi} \quad (1.11)$$

Las curvas características representadas en la Figura 1.7 vienen definidas por la ecuación 1.13 a partir de la función de transferencia 1.12. Se ha tomado  $f_r$  como frecuencia base para la normalización.

$$H_{LCC} = \frac{\frac{\frac{R_e}{sC_p}}{R_e + \frac{1}{sC_p}}}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{\frac{R_e}{sC_p}}{R_e + \frac{1}{sC_p}}} = \frac{1}{C_n \left[ \frac{C_n + 1}{C_n} + \left( \frac{s}{\omega_r} \right)^2 \right] + Q_e \left[ \frac{s}{\omega_r} + \frac{\omega_r}{s} \right]} \quad (1.12)$$

$$M_{LCC} = \|H_{LCC}\| = \frac{1}{\sqrt{C_n^2 \left[ \frac{C_n + 1}{C_n} - f_n^2 \right]^2 + Q_e^2 \left[ f_n - \frac{1}{f_n} \right]^2}} \quad (1.13)$$

, siendo:

- $C_n = \frac{C_p}{C_r}$  , ratio entre condensadores.
- $Q_e = \sqrt{\frac{L_r(C_r + C_p)}{C_r C_p} \frac{1}{R_e}}$  , factor de calidad.

A medida que el ratio entre condensadores  $C_n$  tiende a cero, la estructura del tanque resonante tiene un comportamiento más parecido al convertidor PRC. Para una misma carga, la separación entre  $f_r$  y  $f_p$  es dependiente del ratio  $C_n$ . Puesto que es preferible trabajar en la zona inductiva



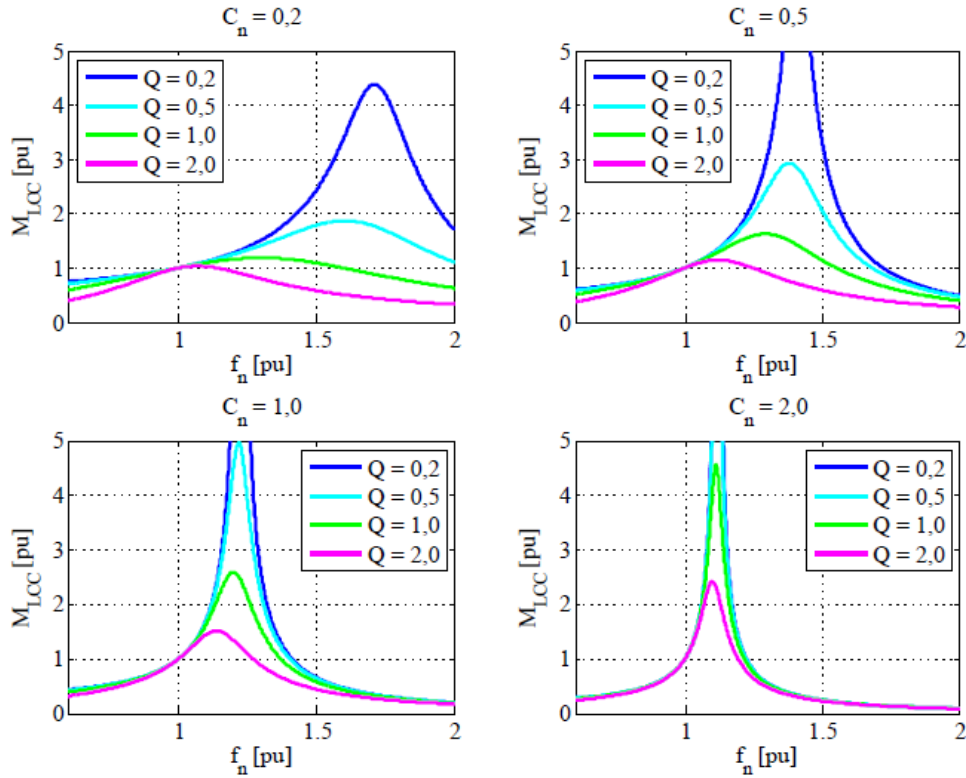


Figura 1.7: Curvas de ganancia del convertidor LCC.

para conseguir ZVS, la frecuencia de trabajo será siempre mayor que  $f_0$ , la cual se encuentra muy cercana al pico de máxima ganancia de cada curva.

Estos convertidores presentan características intermedias entre los SRC y los PRC, consiguiendo un mejor control a bajas cargas entre otras ventajas. Por contra, la ganancia es independiente de la carga en frecuencia  $f_r$ . Ésta es una característica deseada, pero se encuentra en la zona capacitiva. Por este motivo, se propone la estructura dual LLC.

Los convertidores con tanque resonante LLC tienen la estructura de la Figura 1.8. Como su nombre indica, esta formado por dos inductores y un condensador.

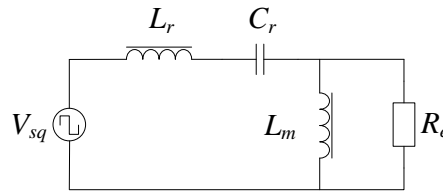


Figura 1.8: Configuración del tanque resonante LLC.

En este caso, el inductor en paralelo a la carga equivalente se denomina  $L_m$  ya que, en caso de utilizar un transformador para aislar la tensión de entrada y salida, la inductancia magnetizante del propio transformador puede ser utilizada como inductor paralelo. En este caso, se reduce el número de componentes y coste, y se aumenta la densidad de potencia.

Las frecuencias en que se producen las resonancias de este convertidor se encuentran en:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (1.14)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r (L_r + L_m)}} = \frac{\omega_p}{2\pi} \quad (1.15)$$

La magnitud de la función de transferencia 1.16 define la curva característica de ganancia del tanque 1.17. Estas curvas se plasman en la Figura 1.9.

$$H_{LLC} = \frac{\frac{sL_m R_e}{R_e + sL_m}}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sL_m R_e}{R_e + sL_m}} = \frac{1}{[(1 + L_n) + (\frac{\omega_r}{s})^2] \frac{1}{L_n} + Q_e \left[ (\frac{s}{\omega_r}) + (\frac{\omega_r}{s}) \right]} \quad (1.16)$$

$$M_{LLC} = \|H_{LLC}\| = \frac{1}{\sqrt{\left[(1 + L_n) - \frac{1}{f_n^2}\right]^2 \frac{1}{L_n^2} + \left[f_n - \frac{1}{f_n}\right]^2 Q_e^2}} \quad (1.17)$$

, siendo:

- $L_n = \frac{L_m}{L_r}$  , ratio entre inductancias.
- $Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e}$  , factor de calidad.

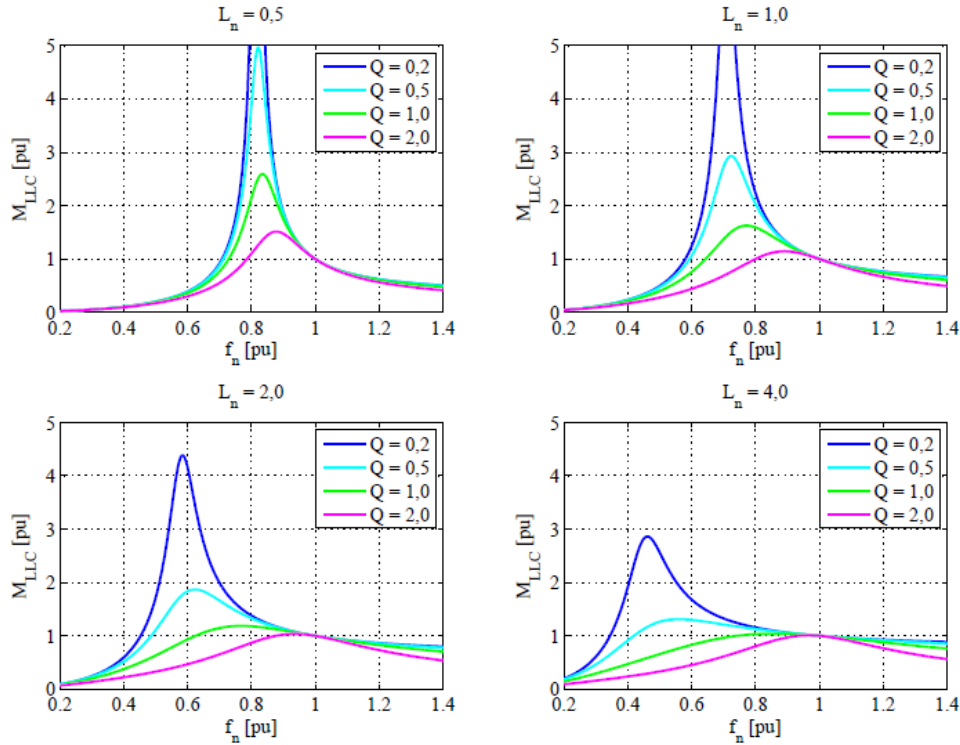


Figura 1.9: Curvas de ganancia del convertidor LLC.



Frente al convertidor LCC, el LLC tiene la frecuencia de resonancia de trabajo  $f_r$  en la parte inductiva de la curva. Alrededor de ésta, el ZVS se mantiene en todo el rango de frecuencias hasta  $f_0$ .

Entre sus grandes ventajas se encuentra la capacidad de integración de los elementos inductivos en el transformador de aislamiento. Esta tipología puede regular la salida frente a un cambio grande en la tensión de entrada o en la carga con un intervalo de frecuencias reducido, sin disminuir notablemente la eficiencia.

En el Capítulo 2, se profundizará en el estudio de esta tipología.

### 1.3.3. *Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZVT)*

La modulación de estos convertidores se produce mediante el desfase entre las dos ramas de un puente en “H”. manteniendo la frecuencia constante. La estructura típica de este convertidor esta formada por un puente completo de transistores, un inductor en serie al transformador y una etapa rectificadora, como muestra la Figura 1.10.

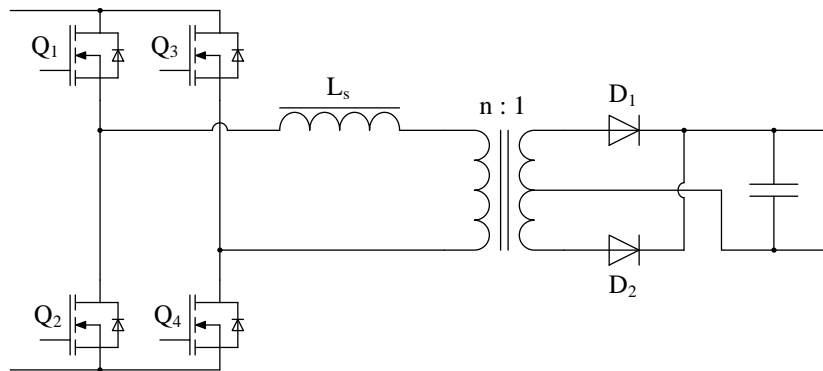


Figura 1.10: Configuración del convertidor PS-ZVT.

Igual que el caso del convertidor resonante LLC, la inductancia en serie con el transformador puede ser sustituida por la inductancia de dispersión.

La eficiencia es buena para un rango elevado de cargas y tensiones de entrada, y su diseño es relativamente sencillo comparado con el LLC. Por contra, las corrientes circulantes por el tanque resonante son lineales a tramos, no sinusoidales como en los resonantes o multi-resonantes. Este factor introduce componentes armónicos, aumentando la generación de interferencias electromagnéticas.

### 1.3.4. Cuasi-resonantes (QRC)

Son mejoras de los convertidores *buck*, *boost*, *buck-boost* y otros, en los cuales se añaden elementos resonantes para conseguir el ZVS o ZCS en alguna de las transiciones de conmutación de los semiconductores.



Son utilizados para convertidores de mediana y baja potencia, y utilizando frecuencias de conmutación muy elevadas, del orden de MHz. El diodo puede ser sustituido por un transistor *MOSFET*, el cual actúa imitando los estados de un diodo y permitiendo reducir las pérdidas por conmutación (ZVS o ZCS) y conducción.

Para citar un ejemplo, se presenta una posible configuración del convertidor cuasi-resonante *buck ZCS* en la Figura 1.11.

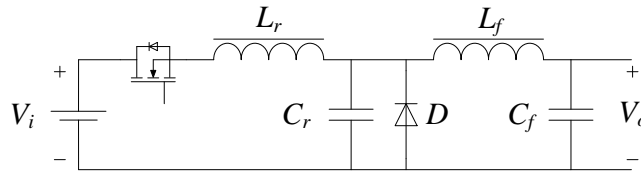


Figura 1.11: Configuración de un *buck ZCS* cuasi-resonante.

En el documento [2] se realiza un estudio más detallado de estas tipologías cuasi-resonantes, indicando ventajas e inconvenientes de éstos.

### 1.3.5. *Active clamp*

Estos convertidores fueron de los primeros en realizar la conmutación en ZVS. Suele ser utilizada para convertidores tipo *forward* y *flyback*. Por ello, la potencia típica de estos convertidores es baja. En [4] y [5] pueden verse varias configuraciones de estos convertidores.

Las principales ventajas frente a los mismos convertidores sin *active clamp* son: ZVS en el semiconductor principal con la mejora de eficiencia y posible aumento de la frecuencia de conmutación, reducción de EMIs, posibles ciclos de trabajo por encima del 50 % y recicla la energía magnética en lugar de disiparla.

Por otro lado, requiere un semiconductor y un condensador más, comparado con la tipología tradicional. Además, es necesario implementar toda la circuitería adecuada para el control del semiconductor. Esto aumenta el coste del convertidor y la complejidad. Se puede encontrar más información en [4] y [5].

### 1.3.6. Otras tipologías

Además de las tipologías presentadas en los puntos anteriores, existen otras de mayor complejidad. Usualmente, son formadas por mezclas entre convertidores más básicos, consiguiendo las condiciones de ZVS o ZCS. A menudo, estas tipologías están patentadas.





## 1.4. Rectificación síncrona

La rectificación síncrona es una tecnología orientada a reducir las pérdidas en la rectificación de una tensión alterna. Ésta utiliza semiconductores controlados que actúan como diodos. En otras palabras, los semiconductores controlados conducen en los mismos intervalos en que lo haría un diodo e impiden la circulación de corriente en los mismos intervalos en que un diodo, en su misma posición, estaría bloqueado por una tensión inversa. Puesto que los convertidores de alta eficiencia suelen trabajar a altas frecuencias de conmutación, los semiconductores más utilizados son los MOSFET, siempre que la potencia lo permita.

El cambio a la rectificación síncrona no es siempre favorable. Se deben comparar las pérdidas estimadas para decidirlo, pues depende de los semiconductores seleccionados, la potencia del convertidor, la tensión de salida, la complejidad del *hardware* asumible y otros factores.

La Figura 1.12 presenta, de forma gráfica, las curvas de potencia de pérdidas de un diodo ( $P_D$ ) y de un MOSFET ( $P_{MOS}$ ). Cabe puntualizar que sólo se han tenido en cuenta las pérdidas por conducción, las cuales son las más significativas en la etapa de rectificación de los convertidores resonantes.

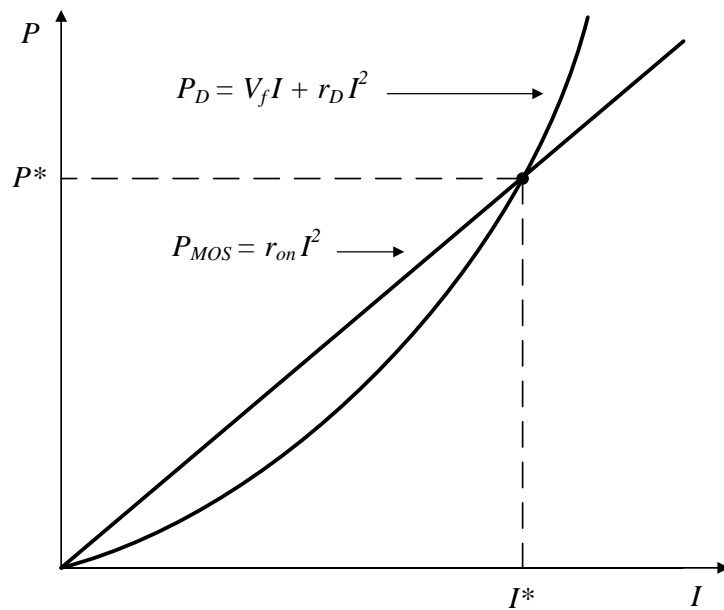


Figura 1.12: Comparación de pérdidas entre diodo y MOSFET de potencia.

Se puede determinar que, para corrientes menores a  $I^*$ , el uso del diodo seleccionado puede provocar menores pérdidas que el MOSFET comparado. Mientras que, a mayor corriente, el MOSFET reducirá las pérdidas de la etapa rectificadora.

Se deben tener en cuenta dos consideraciones: en primer lugar, la posibilidad de paralelar elementos también mejora la eficiencia de la etapa, aunque aumenta el número de elementos, la complejidad del *hardware* y el coste. En segundo lugar, la caída de tensión del diodo puede ser

relativamente significativa para convertidores de baja tensión de salida. En estos casos, también debe tenerse en cuenta la posibilidad de utilizar la rectificación síncrona.



## Capítulo 2

# Análisis detallado de la tipología resonante LLC

Este capítulo está compuesto de dos secciones. En la Sección 2.1, se exponen las especificaciones técnicas más generales y los motivos para seleccionar el convertidor con tanque resonante LLC como el adecuado para el presente proyecto. A continuación, en la Sección 2.2, se presenta la técnica del *First Harmonic Approximation*, se analizan la impedancia característica de este tanque resonante y la función de transferencia del convertidor.

### 2.1. Selección de la tipología de convertidor

En el Capítulo 1 se han introducido, de forma genérica, las tipologías más comunes de convertidores de alta eficiencia que se encuentran disponibles actualmente. Para seleccionar la tipología más adecuada es necesario conocer las especificaciones técnicas nominales de entrada y salida, las cuales se presentan a continuación. En el Capítulo 3 se detallarán de forma más extendida.

- Potencia nominal de salida ( $P_{nom}$ ): 1500 W
- Tensión nominal de entrada ( $V_{bus,nom}$ ): 400 V<sub>DC</sub>
- Tensión nominal de salida ( $V_{o,nom}$ ): 48 V<sub>DC</sub> ~ 60 V<sub>DC</sub>

Para el rango de potencia requerido, las tipologías a tener en cuenta son las resonantes, multi-resonantes y PS-ZVT, como se aconseja en [6, pág. 43]. El convertidor debe maximizar su eficiencia en todo el rango de potencia de salida, característica que aportan las tipologías multi-resonantes y PS-ZVT. Para conseguir la máxima eficiencia en un gran rango de cargas, minimizar las interferencias electromagnéticas y por intereses del centro de investigación CITCEA-UPC, se ha seleccionado la tipología multi-resonante con tanque resonante LLC.



Otro elemento a determinar es el inversor utilizado. Esta tipología de tanque resonante requiere una alimentación en forma de fuente de tensión. Para conseguir la onda cuadrada en la entrada del tanque resonante, se pueden utilizar dos estructuras de inversor. Una de ellas es la *half-bridge* (medio puente), la cual utiliza dos semiconductores en una sola rama. Por otro lado, la estructura *full-bridge* (puente completo) utiliza cuatro semiconductores distribuidos en dos ramas. Entre estas dos opciones, se escoge la estructura *full-bridge* puesto que puede transmitir la misma potencia con menor corriente circulante. La complejidad de ésta es mayor que el caso de una rama, pero es una estructura muy utilizada en la industria y detalladamente estudiada.

## 2.2. Análisis del convertidor LLC resonante

La tipología LLC destaca frente a las demás presentadas en la Sección 1.3 por varias razones que se presentan a continuación:

- Facilidad de diseño de un inversor actuando como fuente de tensión.
- Capacidad para regular la tensión de salida en todo el rango de potencias de salida.
- Tres grados de libertad en el diseño: rango de ganancia de tensión entre entrada y salida, intervalo de frecuencias de trabajo y factor de calidad.
- La inductancia en serie del tanque resonante, atenúa los picos de corriente circulante por el inversor y tanque resonante.

Cabe notar que la información expuesta en las próximas secciones ha sido extraída de [7], [8] y [9].

A continuación, en la Sección 2.2.1 se desarrolla la técnica de la Aproximación al Primer Armónico (*First Harmonic Approximation*) y las suposiciones que se realizan. En la Sección 2.2.2, se estudia la impedancia del sistema. Seguidamente, en la Sección 2.2.3, se deduce la ecuación de transferencia que relaciona la tensión de salida con la frecuencia de conmutación.

### 2.2.1. Aproximación al Primer Armónico (FHA)

El análisis de los convertidores resonantes es complejo. La característica de los elementos reactivos y la conmutación en las proximidades de las frecuencias de resonancia introducen no-linealidades no representables en un modelo promediado del convertidor. En el artículo [10] se presentan varias metodologías para linealizar u obtener una ecuación de transferencia de varias formas. Entre ellas, la Aproximación al Primer Armónico (a partir de ahora, FHA).

Como su nombre indica, esta técnica está basada en suponer que la corriente circulante por el tanque está compuesta sólo de la componente fundamental. Puesto que la frecuencia de



conmutación se encuentra siempre alrededor de la frecuencia de resonancia serie, la componente fundamental de la corriente será la mayoritaria. De esta forma, pueden despreciarse los siguientes armónicos de alta frecuencia. En caso de alejarse de la frecuencia de resonancia, aparecen más componentes armónicos que producirán errores de exactitud, pero despreciables en primeras fases de diseño. A continuación, se describen los cinco pasos y suposiciones que hay que realizar [10]:

1. Representar la tensión cuadrada de entrada y la corriente con la componente fundamental, ignorando los demás componentes armónicos.
2. Ignorar el efecto del condensador de salida, el rectificador y de la inductancia de dispersión en el secundario del transformador.
3. Referenciar las variables del secundario al primario.
4. Representar la tensión cuadrada en el secundario del transformador referenciada al primario con la componente fundamental, ignorando los demás componentes.

La Figura 2.1 representa gráficamente los cambios necesarios para aplicar el método FHA.

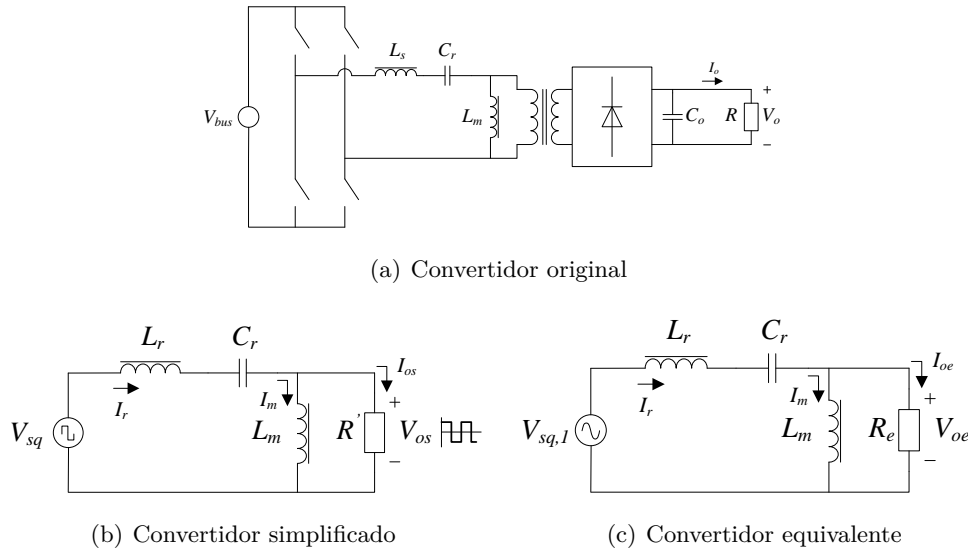


Figura 2.1: Transformación del método FHA.

siendo

- $V_{sq}$  la tensión cuadrada simétrica salida del inversor *full-bridge*.
- $V_{sq,1}$  la componente fundamental de la tensión  $V_{sq}$ .
- $V_o$  la tensión de salida vista por la carga.
- $V_{os}$  la tensión de salida simplificada. Idealmente cuadrada y simétrica conmutando a frecuencia de resonancia serie.

- $V_{oe}$  la componente fundamental de la tensión  $V_{os}$ .
- $I_o$  la corriente circulante por la carga  $R$ .
- $I_{oe}$  la componente fundamental de  $I_{os}$ .
- $C_r$  el condensador que actúa en la resonancia serie.
- $L_r$  la inductancia que complementa  $C_r$  para realizar la resonancia serie. Puede estar formada sólo por la inductancia parásita del bobinado primario del transformador o añadiendo, además, un inductor externo.
- $L_m$  la inductancia magnetizante del transformador.
- $R'$  la carga  $R$  referenciada al primario.
- $R_e$  la carga equivalente a  $R$ , referenciada al primario del transformador cuando se han realizado las simplificaciones del FHA.

De ahora en adelante, las variables de tensión y corriente en mayúsculas indican el valor RMS ( $V_{sq}, I_r$ ); si, además, incluyen el símbolo “^”, indican valor de pico ( $\hat{V}_{sq}, \hat{I}_r$ ); mientras que, si están en minúsculas, indican el valor instantáneo ( $v_{sq}, i_r$ ). Los subíndices no indican ninguna magnitud concreta, sino que son sólo distintivos.

La tensión en la salida del inversor *full-bridge* es cuadrada, simétrica y periódica con frecuencia igual a la de conmutación  $f_{sw}$ . La relación con el periodo es  $T_{sw} = 2\pi f_{sw}$ . Ésta se define como

$$v_{sq} = \begin{cases} V_{bus} & \text{si } 0 \leq t < \frac{T_{sw}}{2} \\ -V_{bus} & \text{si } \frac{T_{sw}}{2} \leq t < T_{sw} \end{cases} \quad (2.1)$$

La componente fundamental de  $v_{sq}$  según la descomposición de Fourier es

$$v_{sq,1} = \frac{4}{\pi} V_{bus} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (2.2)$$

cuyo valor RMS es

$$V_{sq,1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{bus} \quad (2.3)$$

De la misma forma, aproximando  $V_{os}$  a una forma cuadrada y simétrica, su componente fundamental puede escribirse según la ecuación

$$v_{oe} = \frac{4}{\pi} n V_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_V) \quad (2.4)$$

donde  $\varphi_V$  es el desfase entre  $V_{sq,1}$  y  $V_{oe}$ . El valor RMS es



$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o \quad (2.5)$$

donde  $n$  es la relación de transformación del transformador definida como  $n = \frac{N_p}{N_s}$ , siendo  $N_p$  el número de espiras del bobinado primario y  $N_s$  el del secundario.

Considerando que la capacidad de salida  $C_o$  es suficientemente elevada, se supone que sólo deja pasar la corriente alterna, siendo cero la media. Ésto permite que la corriente media a la salida del rectificador y la corriente media por la carga sean iguales. Con esta suposición, la onda de corriente aproximadamente sinusoidal y completamente rectificada tiene como valor de pico  $\frac{\pi}{2} I_o$  y RMS  $\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o$ . Estos valores son los mismos antes de la rectificación, aunque la forma es sinusoidal. De esta forma, la componente fundamental de  $I_{os}$  se representa como

$$i_{oe} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_I) \quad (2.6)$$

donde  $\varphi_I$  es el desfase entre  $V_{oe}$  e  $I_{oe}$ . El valor RMS es

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o \quad (2.7)$$

Una vez definidas estas equivalencias, se puede deducir el valor de  $R_e$  como

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R \quad (2.8)$$

Por último, la corriente RMS por la inductancia magnetizante  $I_m$  y por el tanque resonante  $I_r$  a la frecuencia de resonancia serie son

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{n V_o}{\omega L_m} \quad (2.9)$$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (2.10)$$

### 2.2.2. Impedancia del tanque resonante LLC

La Figura 2.2 presenta la estructura de los componentes reactivos del tanque resonante LLC y la carga  $R_e$ , suponiéndola puramente resistiva.

La impedancia del tanque es

$$Z = Z_{L_r} + Z_{C_r} + (Z_{L_m} \parallel R_e) \quad (2.11)$$

Pasando esta ecuación al dominio de Laplace, queda



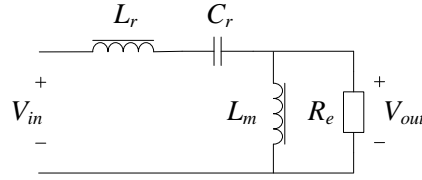


Figura 2.2: Tanque resonante LLC.

$$Z(s) = sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sL_m R_e}{sL_m + R_e} = \frac{s^3 C_r L_r L_m + s^2 C_r R_e (L_r + L_m) + sL_m + R_e}{s^2 C_r L_m + sC_r R_e} \quad (2.12)$$

Las dos frecuencias de resonancia del sistema se encuentran mediante las ecuaciones 2.13 y 2.14.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r(L_r + L_m)}} \quad (2.13)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}} \quad (2.14)$$

donde  $f_p$  se denominará frecuencia de resonancia total, y  $f_r$ , frecuencia de resonancia serie. Se define  $f_0$  como la frecuencia de resonancia del tanque dependiente de la carga en que la corriente de entrada y la tensión aplicada tienen desfase nulo.

La Figura 2.3 muestra el diagrama de Bode de  $Z(\omega)$ . Se pueden observar las dos frecuencias de resonancia características del sistema de segundo orden. En estas frecuencias de resonancia, la impedancia es mínima localmente. El tanque resonante tiene impedancia igual a la formada por  $L_r$  y  $C_r$  cuando  $L_m$  está cortocircuitada por una  $R_e$  cero. En esta situación, la frecuencia de resonancia es la serie  $f_r$ . Contrariamente, la frecuencia de resonancia total puede encontrarse cuando  $R_e$  es infinita, es decir, circuito abierto. Con este comportamiento de la impedancia, puede corroborarse que el tanque actúa como un filtro sintonizado a una sola frecuencia.

También puede verse que, para cualquier valor de  $R_e$ , el comportamiento del tanque resonante es capacitivo si la frecuencia de conmutación es menor a la de resonancia  $f_0$ . Si la frecuencia de conmutación es mayor a  $f_r$ , el tanque tiene siempre una impedancia con característica inductiva.

Es necesario destacar que, a frecuencia de conmutación fija entre  $f_p$  y  $f_r$ , un cambio de carga puede provocar un cambio de comportamiento del tanque resonante.

### 2.2.3. Función de transferencia

El convertidor resonante LLC regula la tensión de salida variando la frecuencia de conmutación de los semiconductores. Con esta acción, varía la impedancia del tanque resonante provocando la variación en la tensión de salida. Para describir matemáticamente esta relación entre frecuencia de conmutación y tensión de salida, se parte del mismo esquema de la Figura 2.2. Para conseguir





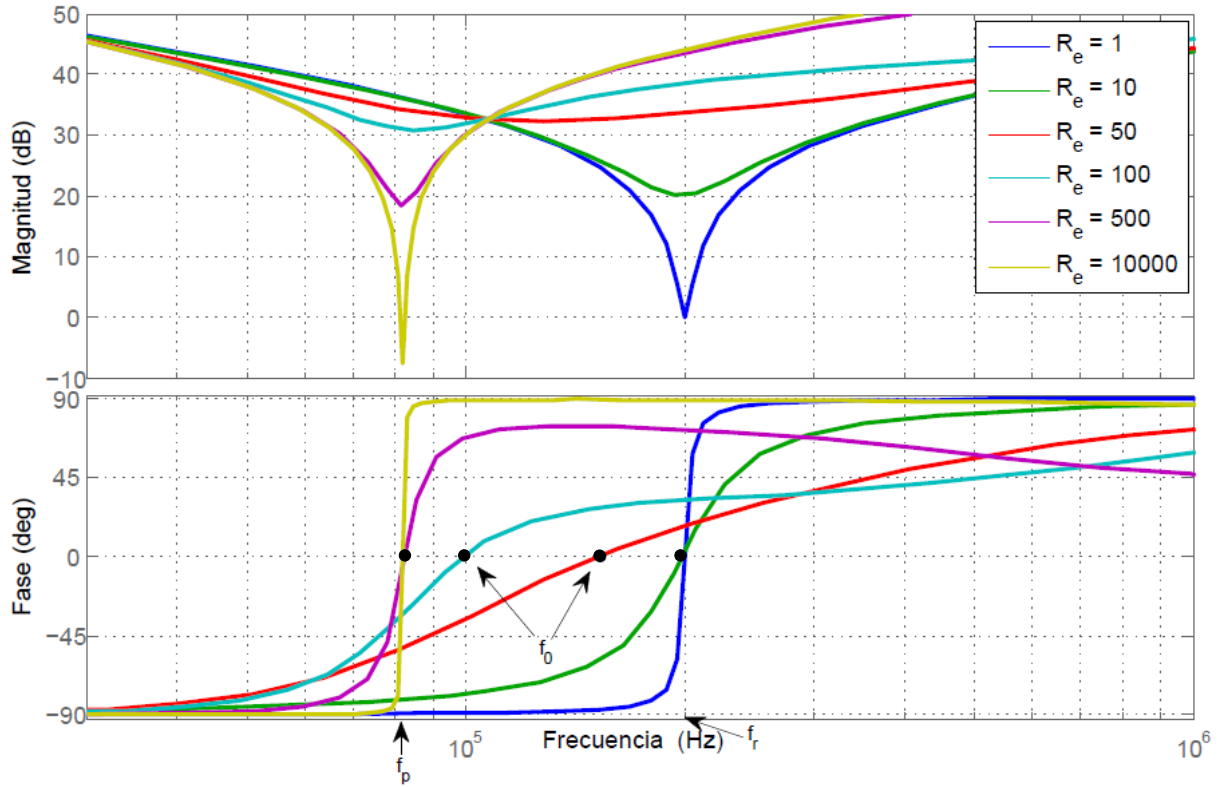


Figura 2.3: Impedancia del tanque LLC ( $L_r = 25,3 \mu H$ ,  $C_r = 25,0 nF$ ,  $L_m = 126,7 \mu H$ ).

una función de transferencia independiente de los valores concretos del condensador e inductores, se definen los siguientes parámetros adimensionales:

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (2.15)$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (2.16)$$

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (2.17)$$

Puesto que la tensión de entrada  $V_{bus}$  es continua y la de salida  $V_o$ , también, se define la relación como una ganancia  $M_{dc}$ . Aplicando las aproximaciones del método FHA, se deduce:

$$M_{dc} = \frac{nV_o}{V_{bus}} \approx \frac{V_{os}}{V_{sq}} \approx \frac{V_{oe}}{V_{sq,1}} = M_{ac} \quad (2.18)$$

De ahora en adelante,  $M_{ac}$  se notará como  $M$ . Tomando de referencia el esquema de la Figura 2.1(c)

$$M = \left| \frac{Z_{L_m} \parallel R_e}{Z_{C_r} + Z_{L_r} + (Z_{L_m} \parallel R_e)} \right| \quad (2.19)$$

Desarrollando la ecuación y utilizando los parámetros definidos en las ecuaciones 2.15, 2.16, 2.17 junto con la ecuación 2.14, se concluye:

$$M = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n + 1) f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1) f_n Q_e L_n]} \right| \quad (2.20)$$

De los tres parámetros con los que se describe la ecuación 2.20, sólo  $f_n$  es variable, puesto que  $Q_e$  y  $L_n$  son fijos una vez determinado el diseño.

Para determinar adecuadamente el comportamiento de esta ecuación, es necesario dibujar las curvas características respecto el ratio  $f_n$  fijando los otros dos parámetros. De este barrido, se obtienen las curvas de la Figura 2.4 (anteriormente presentadas en la Figura 1.9).

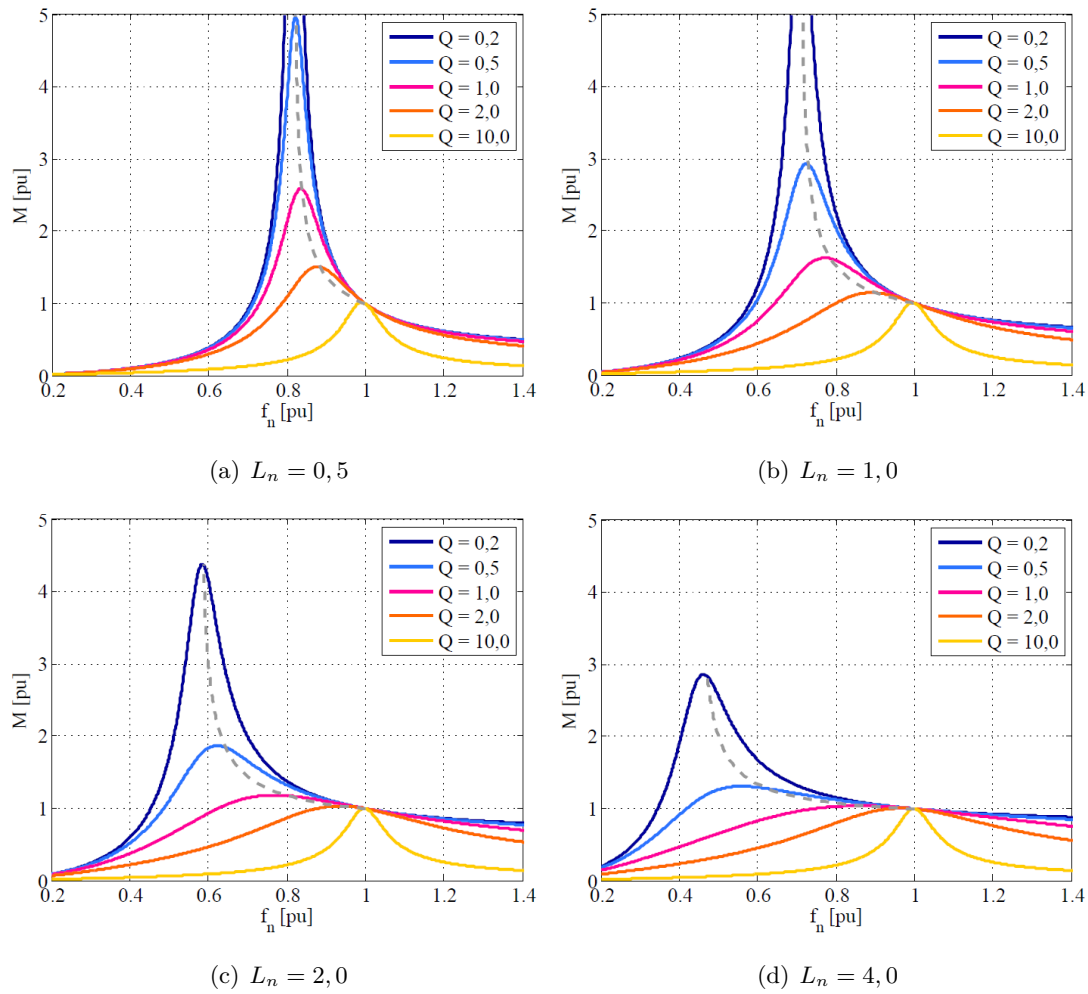


Figura 2.4: Curvas de ganancia para diferentes valores de  $L_n$ .

Las figuras 2.4(a) a 2.4(d) muestran familias de curvas correspondientes a valores fijos de  $L_n$  y cinco valores diferentes de  $Q_e$ , que equivale a corrientes de carga diferentes. La magnitud de la función descrita en la ecuación 2.20 es lo único útil en este caso; no el desfase. La línea punteada de color gris sigue la evolución de los puntos en que el desfase entre la tensión y la corriente por el tanque resonante es cero.



La Figura 2.5 es la ampliación de la 2.4(c). En ella, se han sombreado dos zonas. En color verde, se indica la zona donde se produce la conmutación por ZVS (correspondiente a la zona inductiva de las curvas), mientras que, en color rojo, se ha detallado la zona en que se produce ZCS en la conmutación (correspondiente a la zona capacitiva). Como se ha descrito anteriormente, la técnica de conmutación *soft-switching* se aplica en la zona inductiva, es decir, la frecuencia de conmutación deberá ser siempre mayor a  $f_0$ . En la figura también se definen otras frecuencias características. Se define  $f_{pk}$  como la frecuencia donde se encuentra la ganancia de pico de la curva, denominada  $M_{pk}$ . Esta ganancia no es alcanzable durante el funcionamiento del convertidor, ya que se encuentra en la zona capacitiva. De esta forma, la máxima ganancia alcanzable es  $M_0$ , la cual se encuentra a frecuencia  $f_0$ .

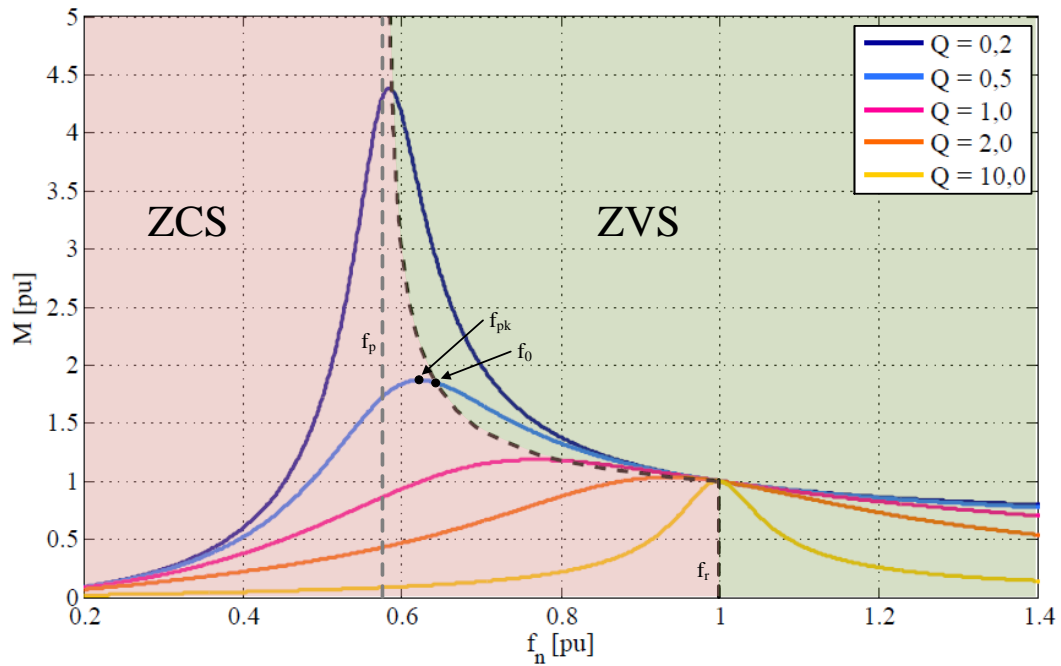


Figura 2.5: Zona ZVS y ZCS.

Entonces, según la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ :

- Si  $f_{sw} < f_0$ , la impedancia total es capacitiva.
- Si  $f_{sw} > f_0$ , la impedancia total es inductiva.
- Si  $f_{sw} = f_0$ , la impedancia es resistiva.

Se observa que todas las curvas pasan por el punto  $(f_n, M) = (1, 1)$ . Este punto se encuentra a la frecuencia de resonancia serie, situación en que la caída de tensión a través de  $L_r$  y  $C_r$  es cero idealmente. Entonces la tensión de entrada es aplicada directamente a la salida, resultando en una ganancia unitaria e independiente de la carga. Fuera de esta frecuencia específica, la ganancia es dependiente de la carga.

Evaluando el efecto de  $Q_e$  para un valor fijo de  $L_n$ , se observa que las curvas se achatan y, en consecuencia, el valor  $M_{pk}$  disminuye. Además, el rango de frecuencias de conmutación entre  $f_0$  y  $f_r$  disminuye en consecuencia. Esto ocurre puesto que  $Q_e$  es el factor de calidad del tanque resonante serie y en aumentar (en otras palabras, disminuir  $R_e$ ), el efecto de  $L_m$  en paralelo disminuye, acercando  $f_0$  a  $f_r$ . Se pueden analizar dos casos extremos:

- $Q_e = 0$ : el circuito está abierto, sin carga. Entonces  $f_0 = f_p$ .  $M_{pk}$  es muy elevado, infinito en teoría.
- $Q_e = \infty$ : la carga  $R_e$  está cortocircuitada, anulando el efecto de  $L_m$ . Así, la frecuencia  $f_0 = f_r$ .

De forma resumida, cuando  $R_e$  cambia de infinito a cero,  $M_{pk}$  cambia de infinito a unitario y la correspondiente  $f_0$  se mueve de  $f_p$  a  $f_r$ . En un convertidor real, la potencia nominal limita el valor de  $R_e$ , provocando  $0 \leq Q_e \leq Q_{e,max}$ .

Por otro lado, fijando  $Q_e$ , aumentar el valor de  $L_n$  expande las curvas, apartando  $f_0$  de la frecuencia de resonancia serie y disminuyendo el valor de pico de la ganancia. En este caso, es necesario un rango de frecuencias de conmutación mayor para conseguir la misma ganancia. Como corrobora la ecuación 2.13, el aumento de  $L_n$  aleja la frecuencia  $f_p$  de  $f_r$ . Si  $L_m$  se mantiene,  $L_r$  debe disminuir para aumentar  $L_n$ . Ésto provoca una disminución de  $Q_e$ , abriendo las curvas como se ha descrito anteriormente.

Aunque hay múltiples combinaciones que pueden satisfacer las especificaciones del convertidor, hay otras consideraciones a tener en cuenta que se describirán en el siguiente punto 2.3.

## 2.3. Diseño conceptual del tanque resonante LLC

Una vez se conoce el comportamiento del tanque resonante frente a la variable de control  $f_{sw}$ , se puede definir una metodología para diseñar el convertidor con los componentes adecuados para cumplir las especificaciones requeridas.

Para poder determinar el valor adecuado de los componentes, será necesario indicar las especificaciones siguientes:

- Potencia nominal del convertidor  $P_{nom}$ : es la potencia máxima de salida extraíble de forma constante sin alterar el funcionamiento de diseño del convertidor. Más adelante, se tendrá en cuenta un factor de sobrecarga para contemplar esta situación.
- Tensión de entrada  $V_{bus}$ : es la tensión continua a la entrada del inversor *full-bridge*. Suele ser la tensión de salida de un *Power Factor Corrector* (PFC). Debe indicarse la tensión nominal  $V_{bus,nom}$ , así como los valores mínimo  $V_{bus,min}$  y máximo  $V_{bus,max}$ .



- Tensión de salida  $V_o$ : es la tensión continua de salida del convertidor. Debe indicarse el valor nominal  $V_{o,nom}$  y/o máximo  $V_{o,max}$  y mínimo  $V_{o,min}$  si se trata de un rango de tensiones.

A continuación, se describen los pasos a seguir de forma detallada. Al final, se resumirán en un diagrama de flujo.

1. Frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ :

La frecuencia de conmutación es la variable de control del convertidor. Para cumplir las especificaciones de salida frente a variaciones en la tensión de entrada, carga o tensión de salida, se debe especificar un rango de frecuencias aceptable para el control. Como primera aproximación, [8] recomienda escoger un rango entre 100 kHz y 150 kHz, puesto que los pruebas de EMIs conducidas según la directiva 2004/108/EC, se realizan a partir de 150 kHz. Por otro lado, en [11, pág. 140] se muestra un ejemplo práctico en que, aumentando la frecuencia no mejora el rendimiento, aunque sí el volumen. Debe tenerse en cuenta la facilidad para encontrar componentes, cuyas especificaciones suelen variar con la frecuencia. Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación, más destaca la tipología LLC resonante frente a otras con *hard-switching*, pero también deben considerarse otros efectos como, por ejemplo, el *layout* de la PCB o la capacidad parásita del bobinado primario del transformador, que puede llegar a cambiar la naturaleza de las curvas resonantes como se ve en [8, pág. 3-16]. Se definen las frecuencias de conmutación máxima y mínima como  $f_{sw,max}$  y  $f_{sw,min}$ , respectivamente. En caso de normalizarlas en base a la frecuencia de resonancia serie  $f_r$ , se notarán  $f_{n,max}$  y  $f_{n,min}$ .

2. Ratio de transformación del transformador  $n$ :

Para determinarlo, suelen utilizarse los valores nominales de tensión de entrada y salida a frecuencia de resonancia serie, donde la ganancia  $M$  es unitaria. En caso de tener un rango de tensiones de salida, puede utilizarse el valor medio o el mínimo. Normalmente, se utiliza la tensión mínima, puesto que el convertidor se hará trabajar entre  $f_{sw,max}$  y  $f_r$ , consiguiendo ZCS en los semiconductores rectificadores.

$$n = M \frac{V_{bus}}{V_o} \Big|_{M=1} \quad (2.21)$$

3. Ratio de inductancias  $L_n$  y factor de calidad  $Q_e$ :

Puesto que los parámetros  $L_n$  y  $Q_e$  definen las curvas de ganancia del convertidor, éstos deben asegurar que se podrán cumplir las especificaciones. Para ello, se pueden analizar los casos extremos de ganancia mínima  $M_{min}$  y máxima  $M_{max}$  definidas como

$$M_{max} = \frac{nV_{o,max}}{V_{bus,min}} \quad (2.22)$$

$$M_{min} = \frac{nV_{o,min}}{V_{bus,max}} \quad (2.23)$$



Estas ganancias extremas podrían representarse en la Figura 2.4 como dos rectas horizontales, cortando las curvas características. Existen infinitas combinaciones de los parámetros  $L_n$  y  $Q_e$  que cumplen  $M_0 > M_{max}$ . Una herramienta muy útil para seleccionarlos es la generación de curvas de ganancia máxima alcanzable  $M_0$  respecto  $Q_e$  para valores fijos de  $L_n$ , el cual se muestra en la Figura 2.6.

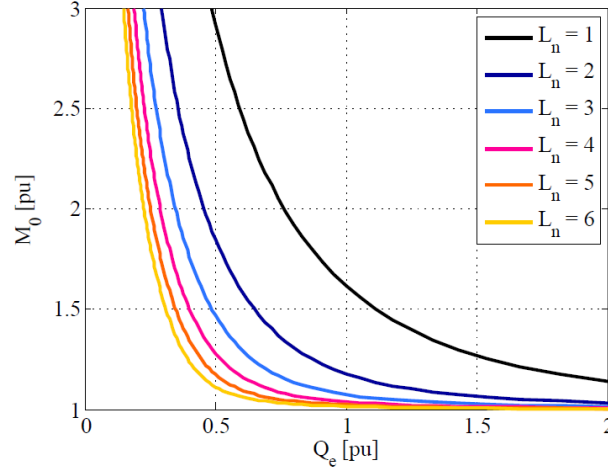


Figura 2.6: Curvas de ganancia máxima alcanzable  $M_0$ .

Una vez determinado el valor  $M_{max}$ , se puede representar como una línea horizontal en la figura anterior. Cualquier valor de  $M_0$  superior a ésta, será adecuado para el diseño y asegurará el funcionamiento en la zona inductiva de la curva. Por otro lado, sigue habiendo infinitas posibilidades, aunque [8] cita ciertas observaciones y consejos descritos a continuación.

- Puesto que  $L_n$  representa el ratio entre  $L_m$  y  $L_r$  como indica la ecuación 2.17, la disminución en éste parámetro suele conllevar la disminución del valor de la inductancia  $L_m$ , que, a su vez y según la ecuación 2.9, también provocaría un aumento de la corriente magnetizante. Es decir que, para una  $Q_e$  fija, disminuir  $L_n$  ayudaría a mantener el ZVS, pero aumentarían las pérdidas por conducción.
- Aumentar  $L_n$  manteniendo  $Q_e$  provoca un aumento en el rango de frecuencias necesario para cumplir las especificaciones de ganancia; por otro lado, aumentar  $Q_e$  manteniendo  $L_n$  reduce el pico máximo alcanzable, el cual puede dejar de cumplir las especificaciones de ganancia.
- Como se ha descrito en el punto 2.2.3, el valor  $Q_e$  varía entre cero y  $Q_{e,max}$ . Para realizar ZVS en todo el rango de carga, debe asegurarse el comportamiento inductivo para el valor extremo  $Q_{e,max}$ . Como primera selección, unos valores orientativos podrían ser  $L_n = 5$  y  $Q_{e,max} = 0,5$ , para no tener curvas demasiado verticales ni demasiado planas.
- De todas formas, siempre será necesario un proceso iterativo para la optimización del convertidor.



Para finalizar y con la referencia de [8], es adecuado indicar que, comparando la aproximación FHA con un convertidor real, la curva de ganancia real correspondiente tiene un pico de ganancia de mayor al de la aproximación. Este hecho favorece el ZVS y el cumplimiento de las especificaciones, mientras que aproxima la frecuencia mínima de conmutación a  $f_n$ , reduciendo el rango necesario.

#### 4. Cálculo de $C_r$ , $L_r$ y $L_m$ :

Una vez seleccionados todos los parámetros anteriores, puede procederse al cálculo de los elementos reactivos del tanque. Para ello, sólo será necesario determinar un elemento más,  $R_{e,lim}$ . Para asegurar el ZVS en todo el rango de potencia, el valor de  $R_e$  a tener en cuenta será aquel de máxima potencia en la situación más limítrofe con la curva de cambio de comportamiento (gris punteada en las figuras 2.4). Esta situación corresponde a la ganancia máxima y carga máxima, es decir,  $V_{bus,min}$  y  $V_{o,max}$ . Por otro lado, se tendrá en cuenta la situación de una sobrecarga del 10 %, obteniendo el valor  $R_{e,sc}$  y el correspondiente  $Q_{e,sc}$  con la ecuación 2.8 y 2.16.

$$R_{e,lim} = \frac{8n^2 V_{o,max}^2}{\pi^2 P_{nom}} \quad (2.24)$$

Determinados estos valores y mediante las ecuaciones 2.14, 2.16 y 2.17, se concluye

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{e,lim} Q_{e,max}} \quad (2.25)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} \quad (2.26)$$

$$L_m = L_n L_r \quad (2.27)$$

Las etapas de diseño del tanque resonante pueden resumirse en el diagrama de flujo de la Figura 2.7.

Como elementos principales de potencia del convertidor, aún deben diseñarse el transformador, el inductor en serie en caso necesario, seleccionar los semiconductores del inversor y del rectificador, y calcular la capacidad del condensador de salida. A continuación, se describen estos puntos.

#### 5. Transformador:

En este tipo de convertidores, el transformador juega un papel muy característico, además del aislamiento galvánico. Por un lado, la inductancia paralela a la carga se ha denominado magnetizante puesto que se consigue con la inductancia magnetizante del mismo transformador. Por el otro lado, la inductancia de dispersión del transformador  $L_{lk1,p}$  se modela como una inductancia en serie al bobinado como muestra la Figura 2.8. Ésta debe tenerse



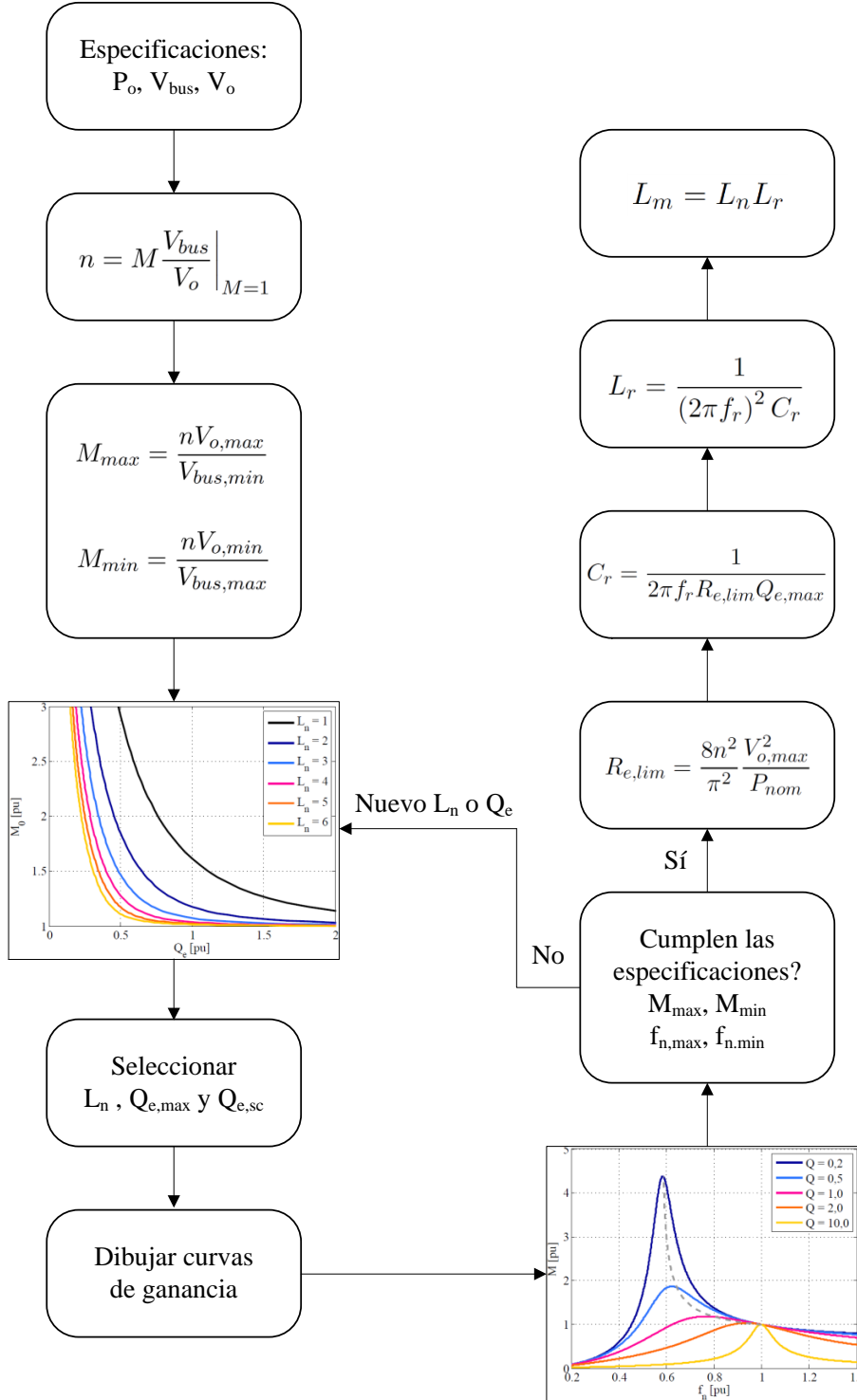


Figura 2.7: Pasos para el diseño del tanque resonante LLC.

en cuenta, pues se suma a la inductancia serie  $L_s$ . Ambas participarán en la resonancia con  $C_r$ . Para diferenciarlas, se define  $L_r = L_s + L_{lk1,p}$ .

Los elementos de la Figura 2.8 se describen a continuación:

- $R_1$ ,  $R_2$  son las resistencias del cobre del primario y secundario, respectivamente.
- $L_{lk1,p}$  y  $L_{lk2,p}$  son las inductancias de dispersión del primario y secundario referen-





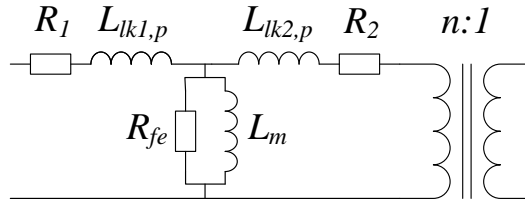


Figura 2.8: Modelo del transformador.

ciadas al primario.

- $L_m$  es la inductancia magnetizante del transformador.
- $R_{fe}$  representa las pérdidas en el núcleo del transformador.

El hecho de contar con la dispersión del transformador es favorable, pues disminuye el valor necesario de la inductancia en serie  $L_s$ , reduciendo su dimensión y pérdidas. En un caso extremo, el diseño del transformador puede realizarse de tal forma que la inductancia de dispersión tenga el valor necesario de inductancia serie, es decir  $L_r = L_{lk1,p}$ , pudiendo eliminar  $L_s$ . Esto se conseguiría con un bobinado partido, como el de la Figura 2.9. Las circunferencias representan los hilos de cobre de los bobinados primario (azul) y secundario (verde). Para el diseño del transformador, deberá escogerse la opción más adecuada.

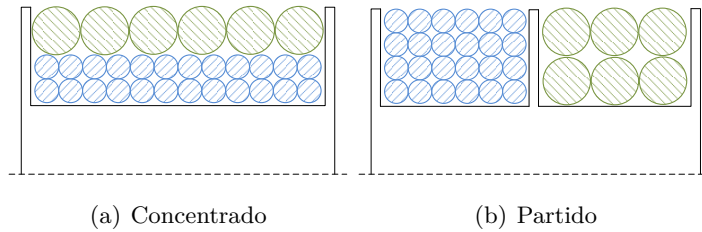


Figura 2.9: Formas de bobinar el transformador.

La necesidad de conseguir un valor concreto de inductancia magnetizante no permite realizar el diseño del transformador por el método tradicional, donde se intenta maximizar esta inductancia, a parte de otros parámetros y consideraciones. En [12] se explica cómo construir un transformador con bobinado partido, el cual es utilizado para conseguir suficiente dispersión para ahorrarse el inductor externo en serie. Según el método utilizado para obtener la inductancia serie, puede ser necesario el diseño de un inductor externo adicional.

Finalmente, el bobinado del secundario deberá tener una distribución acorde con la estructura del rectificador utilizada, las variaciones de la cual se indican en el punto 6.

#### 6. Selección de los semiconductores:

Para la etapa de inversión con estructura *full-bridge* serán necesarios utilizar semiconductores conmutados controlados. Entre ellos, los más utilizados son MOSFETs o IGBTs. La



potencia de los primeros suele ser menor, pero sus características dinámicas suelen ser mejores. La elección entre ambos dependerá, principalmente, de la potencia y frecuencia de conmutación del convertidor.

Por otro lado, la etapa de rectificación también requiere semiconductores. Habitualmente, ésta se produce de forma no controlada mediante diodos de potencia. En el punto 1.4 se ha presentado la rectificación síncrona, la cual puede aportar una mejora de rendimiento que se deberá evaluar. La estructura más utilizada es la de rectificador de onda completa, ya sea con un puente completo de cuatro diodos, con doblador de corriente (*current doubler*) o mediante transformador con punto medio (*center-tapped*).

#### 7. Tiempo muerto:

Una vez construido el prototipo, deberá asegurarse que el tiempo muerto entre señales de puerta de la misma rama del inversor es suficiente para permitir que las capacidades parásitas se carguen/descarguen. Esto asegurará que el semiconductor está abierto totalmente antes de cerrar el complementario, evitando cortocircuitos y asegurando el ZVS.



## Capítulo 3

# Diseño y simulación del convertidor LLC resonante

Este capítulo consta de tres secciones. Primeramente, en la Sección 3.1 se presentarán las especificaciones a cumplir y aplicación para la que se desarrolla este convertidor. En la posterior Sección 3.2, se determinan los valores y seleccionan los componentes principales basándose en las ecuaciones presentadas en el capítulo anterior. Finalmente, se realizan simulaciones del convertidor para validar el diseño obtenido, presentando los resultados en la Sección 3.3.

### 3.1. Especificaciones del convertidor y aplicación

El centro de investigación CITCEA-UPC ha detectado la necesidad de convertidores de alta eficiencia por parte de varias empresas. Entre éstas, la aplicación de cargador de baterías ha sido la más frecuente. Por esta razón, el convertidor se orientará a la carga de baterías.

En la tabla 3.1 se resumen las características principales que deben cumplirse en primera instancia.

	Mínimo	Nominal	Máximo
Potencia [W]		1500	1500
Tensión entrada [V]	360	400	420
Tensión salida [V]	48	48	60

Tabla 3.1: Especificaciones principales del convertidor.

Además, hay ciertas especificaciones impuestas por la aplicación y primeras decisiones ya determinadas. Éstas se describen a continuación:

- Se marca un objetivo de rendimiento  $> 90\%$ .



- Basándose en la bibliografía consultada y, especialmente, en [13], se decide fijar la frecuencia de resonancia serie  $f_r$  a 200 kHz, siendo ésta la máxima en régimen permanente. La frecuencia de conmutación mínima se establece en 120 kHz.
- De nuevo, siguiendo [13], se fija la frecuencia del lazo de control a 40 kHz.
- La variación de tensión durante el transitorio frente a un cambio de carga deberá ser menor al 5 %.
- Rizado de tensión de salida  $< 1\%_{p-p}$ .
- La variación de la consigna de tensión de salida tendrá una dinámica lenta y el control deberá seguirla adecuadamente.

### 3.2. Diseño y selección de los componentes del convertidor

En primera instancia, se realizará el cálculo de los componentes reactivos del tanque resonante. A continuación, se determinarán los parámetros del transformador de alta frecuencia a construir. Seguidamente, se seleccionarán los semiconductores del puente inversor y de la etapa rectificadora. Por último, se determinará la capacidad de salida necesaria para cumplir las especificaciones.

#### 1. Relación de transformación:

Siguiendo la ecuación 2.21:

$$n = \frac{V_{bus,nom}}{V_{o,nom}} = \frac{400 \text{ V}}{48 \text{ V}} = 8,33 \quad (3.1)$$

#### 2. Ganancias mínima y máxima:

Para tener un criterio en la selección de  $L_n$  y  $Q_e$  es necesario encontrar la ganancia del tanque necesaria para cumplir las especificaciones de tensión de salida en todas las condiciones de tensión de entrada. Para tener margen, se han ampliado los límites de tensión de salida del convertidor a 45 V y 65 V, sólo para el cálculo de estas ganancias. Además, se añade una caída de tensión equivalente a la de los semiconductores rectificadores de 0,5 V.

$$M_{min} = n \frac{V_{o,min} + 0,5}{V_{bus,max}} = 8,33 \frac{45,5 \text{ V}}{420 \text{ V}} = 0,90 \quad (3.2)$$

$$M_{max} = n \frac{V_{o,max} + 0,5}{V_{bus,min}} = 8,33 \frac{65,5 \text{ V}}{360 \text{ V}} = 1,52 \quad (3.3)$$

#### 3. Selección de $L_n$ y $Q_e$ :

La siguiente Figura 3.1 representa la herramienta de las curvas de máxima ganancia con



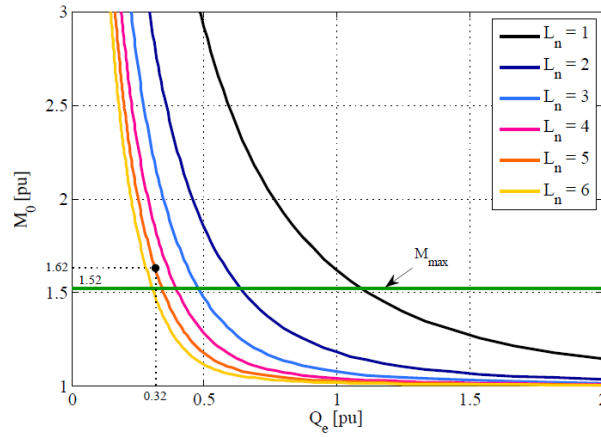


Figura 3.1: Curvas de ganancia máxima alcanzable  $M_0$  y  $M_{max}$ .

$M_{max}$  dibujada como una línea horizontal. Deberán seleccionarse unos parámetros que aseguren una ganancia mayor a ésta.

Tras varias iteraciones, se ha seleccionado un valor  $L_n = 5,0$  y  $Q_{e,sc} = 0,320$ . Notar que se selecciona directamente el factor de calidad de la sobrecarga para asegurar el ZVS en esta situación, la cual es la extrema. Por consiguiente, el factor de calidad límite a potencia nominal será

$$Q_{e,lim} = \frac{Q_{e,sc}}{1,1} = \frac{0,32}{1,1} = 0,291 \quad (3.4)$$

#### 4. Comprobación mediante curvas de ganancia:

A continuación, en la Figura 3.2, se presentan las curvas de ganancia extremas para los parámetros seleccionados en el punto anterior.

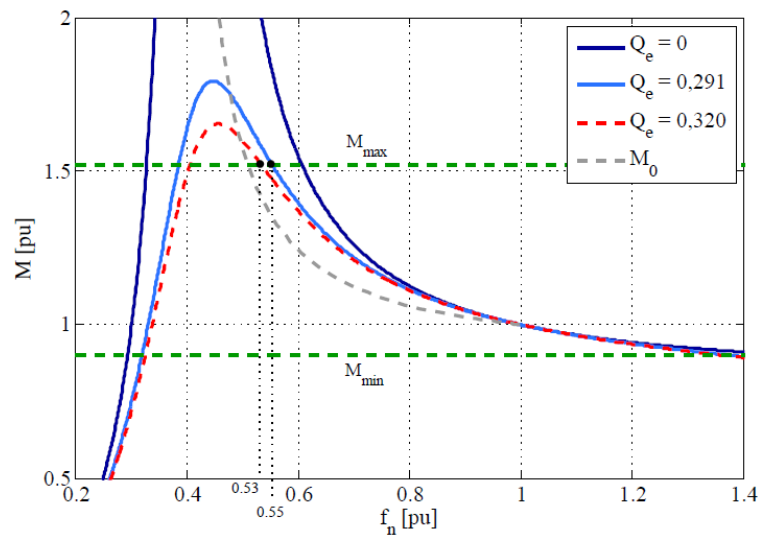


Figura 3.2: Curvas de ganancia en vacío ( $Q_e = 0$ ), a máxima carga ( $Q_e = 0,291$ ) y en sobrecarga ( $Q_e = 0,320$ ).

Se puede observar que se cumplen las especificaciones de ganancia. En cuanto a la frecuencia mínima, ésta es de 110 kHz en condiciones nominales, mientras que baja hasta 106 kHz en sobrecarga. La frecuencia máxima es aproximadamente 280 kHz. Ésta es demasiado elevada, pero se acepta, ya que el prototipo construido tendrá pérdidas que no se han tenido en cuenta y que disminuirán la ganancia. Entonces, se espera una frecuencia máxima de trabajo menor a la observada en esta figura. En la Sección 2.3 se explica cómo estas curvas se desplazan hacia la derecha en un convertidor real. Por este motivo, se acepta este diseño.

5. Cálculo de  $R_{e,lim}$ ,  $C_r$ ,  $L_r$  y  $L_m$ :

Con las ecuaciones presentadas en la Sección 2.2, se calcula

$$R_{e,lim} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{V_{o,max}^2}{P_{nom}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{60^2}{1500} = 135 \, \Omega \quad (3.5)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{e,lim} Q_{e,max}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200000 \cdot 135 \cdot 0,291} = 20,3 \, nF \quad (3.6)$$

Por motivos de disponibilidad, se han seleccionado dos condensadores de 12 nF en paralelo. En definitiva, se fija  $C_r = 24 \, nF$ .

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 200000)^2 \cdot 24 \times 10^{-9}} = 26,4 \, \mu H \quad (3.7)$$

$$L_m = L_n L_r = 5 \cdot 26,4 \, \mu H = 132,0 \, \mu H \quad (3.8)$$

6. Transformador:

Para este proyecto, se ha decidido utilizar un transformador diseñado minimizando las pérdidas y añadir un inductor externo, complementando a la inductancia de dispersión del bobinado primario. Además, se ha optado por una estructura rectificadora *center-tapped*, pues requiere sólo dos semiconductores (frente a cuatro del puente completo) y no son necesarios inductores adicionales en el secundario (frente al *current doubler*). La construcción del transformador y su análisis se describe en el Capítulo 4 y Anexo A.

7. Inductancia externa  $L_s$ :

La inductancia de dispersión del primario del transformador diseñado no es suficiente para conseguir el valor deseado de 26,4  $\mu H$ . Debe diseñarse un inductor externo de 17,9  $\mu H$  para cumplir el valor de diseño. El cálculo y montaje de ésta se describe, también, en el Capítulo 4 y Anexo B.

8. Semiconductores del inversor *full-bridge*:

Se ha decidido utilizar MOSFETs para el inversor, puesto que son semiconductores muy conocidos, con gran variedad en el mercado, buenas prestaciones estáticas y, sobretodo, dinámicas, y de bajo coste.



El primer paso para estimar las prestaciones necesarias de estos componentes es el análisis de la corriente y tensión que deben soportar en régimen nominal. Por un lado, la tensión de trabajo es la tensión  $V_{bus}$ , por tanto, deberá ser superior a 420 V. La corriente máxima que circulará se encuentra mediante las ecuaciones 2.7, 2.9 y 2.10, considerando que sólo circulan por los componentes medio periodo. La ecuación resultante queda

$$I_{mos} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} \frac{P_{nom}}{V_o} \right)^2} \quad (3.9)$$

Hay dos partes participantes en el cálculo de la corriente: corriente por la inductancia magnetizante  $I_m$  y corriente por la carga equivalente  $I_{oe}$ . La primera es proporcional a la tensión de salida, mientras que la segunda es inversamente proporcional a esta tensión. Por tanto, el valor máximo de  $I_{mos}$  puede encontrarse en una de las dos situaciones: máxima corriente magnetizante (máxima  $V_o$ ) o máxima corriente de salida (mínima  $V_o$ ). Por ello, se desarrollan los dos casos siguientes:

a) Maximizar  $I_m$ :

El caso más restrictivo se encuentra a máxima tensión de salida  $V_o$ , que corresponde a mínima frecuencia de conmutación, y potencia nominal.

$$I_{mos} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{8,33 \cdot 60}{2\pi \cdot 120000 \cdot 148 \times 10^{-6}} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{8,33} \frac{1500}{60} \right)^2} = 3,70 \text{ A} \quad (3.10)$$

b) Maximizar  $I_{oe}$ :

La máxima corriente de salida se encuentra a mínima tensión de salida y potencia nominal. La frecuencia de conmutación, en este caso, corresponde a la de resonancia serie  $f_r$ . De esta forma, queda

$$I_{mos} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\left( \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{8,33 \cdot 48}{2\pi \cdot 200000 \cdot 148 \times 10^{-6}} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{8,33} \frac{1500}{48} \right)^2} = 3,25 \text{ A} \quad (3.11)$$

El peor caso corresponde al (a), con una corriente máxima de 3,70 A. Con estas características de tensión y corriente, se ha seleccionado el modelo de MOSFET de la Tabla 3.2. Éste tiene unas características sobredimensionadas respecto al cálculo anterior. Con esta selección, se pretenden disminuir las pérdidas por conducción, pues la resistencia de conducción es menor. Se aprovechan las bajas pérdidas por conmutación con *soft-switching* para prescindir de una capacidad de puerta y de drenador-surtidor mínimas.

## 9. Semiconductores del rectificador:

Como se ha indicado en el diseño del transformador (punto 6), se opta por la rectificación de onda completa mediante dos semiconductores y punto medio. La estructura de este rectificador es la de la Figura 3.3.



<b>MOSFET STP16N65M5</b>	
Fabricante	STMicroelectronics
Tensión $V_{DS}$	650 V
Corriente nominal @ 25 °C	12,0 A
Corriente nominal @ 100 °C	7,3 A
Resistencia de conducción $R_{on}$	0,23 $\Omega$

Tabla 3.2: Parámetros del MOSFET para el inversor *full-bridge*.

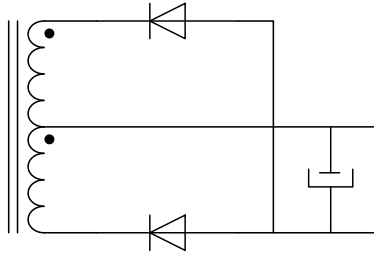


Figura 3.3: Estructura del rectificador.

Para el prototipo desarrollado, se ha decidido utilizar diodos de potencia. Las mayores pérdidas se producen en esta etapa, concretamente, por conducción. La conmutación se produce en condición de ZCS para frecuencias de conmutación entre  $f_0$  y  $f_r$ . Para disminuir estas pérdidas, se ha decidido colocar dos diodos por rama en paralelo.

La máxima tensión a la que están sometidos es el doble de la tensión de salida máxima, es decir, 120 V. Por otro lado, la corriente por cada rama del rectificador se describe en la ecuación 3.12. La mayor corriente se da a tensión mínima y potencia nominal.

$$I_{rect} = \frac{\pi}{4} I_o = \frac{\pi}{4} \frac{P_{nom}}{V_{o,min}} = \frac{\pi}{4} \frac{1500}{48} = 24,6 \text{ A} \quad (3.12)$$

Puesto que se paralelan dos diodos, la corriente máxima por cada uno será de 12,3 A. El modelo seleccionado está descrito en la Tabla 3.3.

<b>Diodo DSSK50-015A</b>	
Fabricante	IXYS
Tensión $V_{rrm}$	150 V
Corriente nominal $I_{f,av}$ @ 150 °C	50 A
Tensión de conducción $V_f$	0,68 V

Tabla 3.3: Parámetros del diodo rectificador utilizado.

De nuevo, se selecciona un modelo sobredimensionado en corriente debido a su menor caída





de tensión de conducción.

#### 10. Capacidad de salida:

Para cumplir las especificaciones de rizado de tensión de salida, se calcula la capacidad necesaria. Para facilitar el cálculo, se aproxima la descarga a una recta.

$$i_c = C_o \frac{du_c}{dt} \rightarrow C_o = i_c \frac{dt}{du_c} \approx I_o \frac{\Delta t}{\Delta u_c} = I_o \frac{\frac{1}{2f_{sw}}}{1\%V_o} \quad (3.13)$$

El ciclo de trabajo no aparece en la ecuación ya que es siempre del 50 %. La situación con mayor rizado se da a tensión de salida máxima y potencia nominal, que corresponde a la mínima frecuencia de conmutación.

$$C_o = 25 \frac{\frac{1}{2 \cdot 120000}}{0,01 \cdot 60} = 174 \mu F \quad (3.14)$$

A la hora de paralelar convertidores, se utilizan capacidades de salida grandes. Para este proyecto y con este objetivo, se ha sobredimensionado la capacidad de salida hasta los 2,64 mF mediante ocho condensadores electrolíticos de 330  $\mu F$  de baja ESR.

Con esta selección, el rizado máximo esperado será de

$$\Delta u_c = 25 \frac{\frac{1}{2 \cdot 120000}}{2,64 \times 10^{-3} \cdot 60} = 0,07 \% \quad (3.15)$$

Una vez seleccionados estos valores, se calculan de nuevo los parámetros

$$L_n = \frac{143,2 \mu H}{26,4 \mu H} = 5,4 \quad (3.16)$$

$$Q_{e,lim} = \frac{\pi^2}{8n^2} \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R} = \frac{\pi^2}{8 \cdot 8,67^2} \frac{\sqrt{26,4 \times 10^{-6}/24 \times 10^{-9}}}{2,4} = 0,227 \quad (3.17)$$

En el siguiente punto se desarrollará una simulación del convertidor y se analizarán las formas de onda obtenidas. Se corroborará el análisis del convertidor analítico mediante la aproximación FHA.

### 3.3. Simulación del convertidor resonante LLC

En esta sección, se realiza la simulación del circuito eléctrico de la Figura 3.4 para verificar las ecuaciones halladas en la Sección 2.2. Dicha simulación se realiza con el programa PSIM de la compañía *Powersim Inc.*

Se ha modelado el bus de continua mediante una fuente constante de tensión y se supone que el rizado de tensión es nulo. Además, el control de la simulación se realiza en lazo abierto, fijando el valor de la frecuencia de trabajo deseado.



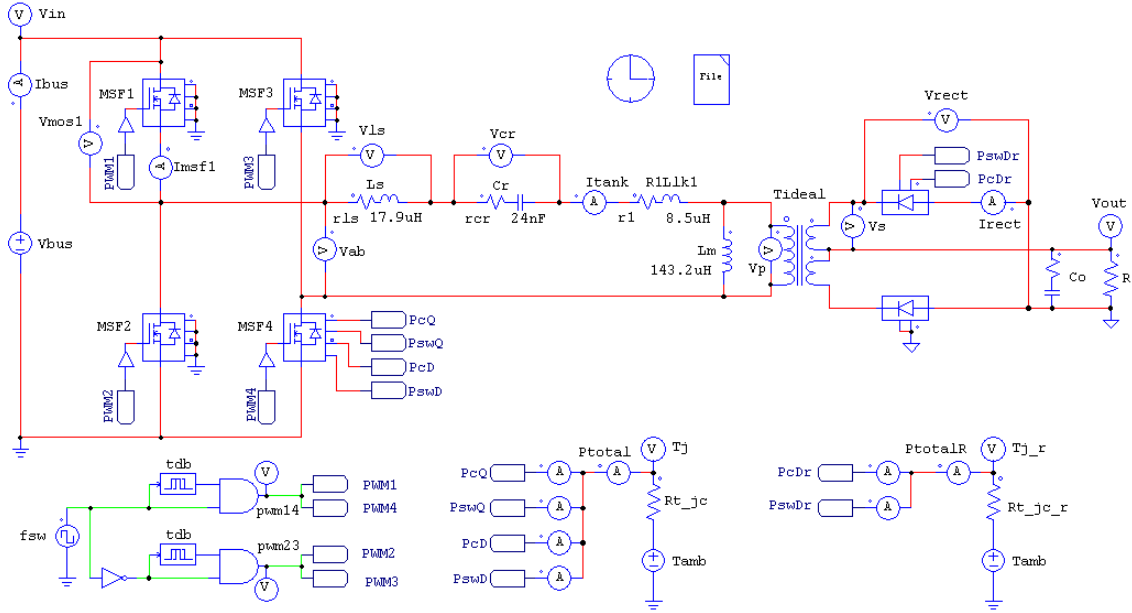


Figura 3.4: Modelo del convertidor en PSIM.

Los valores utilizados son los definidos en la sección anterior. Para el transformador, se utilizan los valores reales del transformador construido, puesto que éste se construyó con anterioridad debido a su complejidad. La Tabla 4.2 en el Capítulo 4 contiene los valores tras realizar las pruebas correspondientes.

Los semiconductores se han representado mediante el módulo térmico por tres motivos. Primero, porque esta opción permite introducir parámetros de los componentes reales, como curvas tensión-corriente, capacidades parásitas y otras características. Segundo, porque el programa proporciona las pérdidas por conducción y por conmutación de forma diferenciada, pudiendo tener una referencia de éstas para el dimensionamiento de los radiadores. Además, se puede introducir el esquema térmico equivalente como un circuito eléctrico, estimando la temperatura de trabajo. Por último, permite indicar cuántos componentes en paralelo se desean.

También, se han introducido en el modelo las resistencias estimadas en los componentes reactivos. Aún así, para comparar los resultados con los cálculos analíticos, se han aproximado a cero. Por otro lado, se ha tenido en cuenta el tiempo muerto entre semiconductores de la misma rama, con el fin de evitar cortocircuitos en el prototipo y porque éste disminuye la energía transferida a la salida.

A continuación, en la Figura 3.5, se presentan las corrientes del tanque resonante y la inductancia magnetizante. Además, se muestra la corriente por una rama del rectificador ( $I_r$  es la corriente por el tanque resonante, igual que  $I_{tank}$  en el modelo PSIM). Las condiciones de la simulación son: frecuencia de conmutación 200 kHz,  $V_{bus,nom}$ ,  $R = 1,54 \Omega$ .

El cálculo analítico en estas condiciones mediante la ecuación 2.9 y 2.10, resuelve



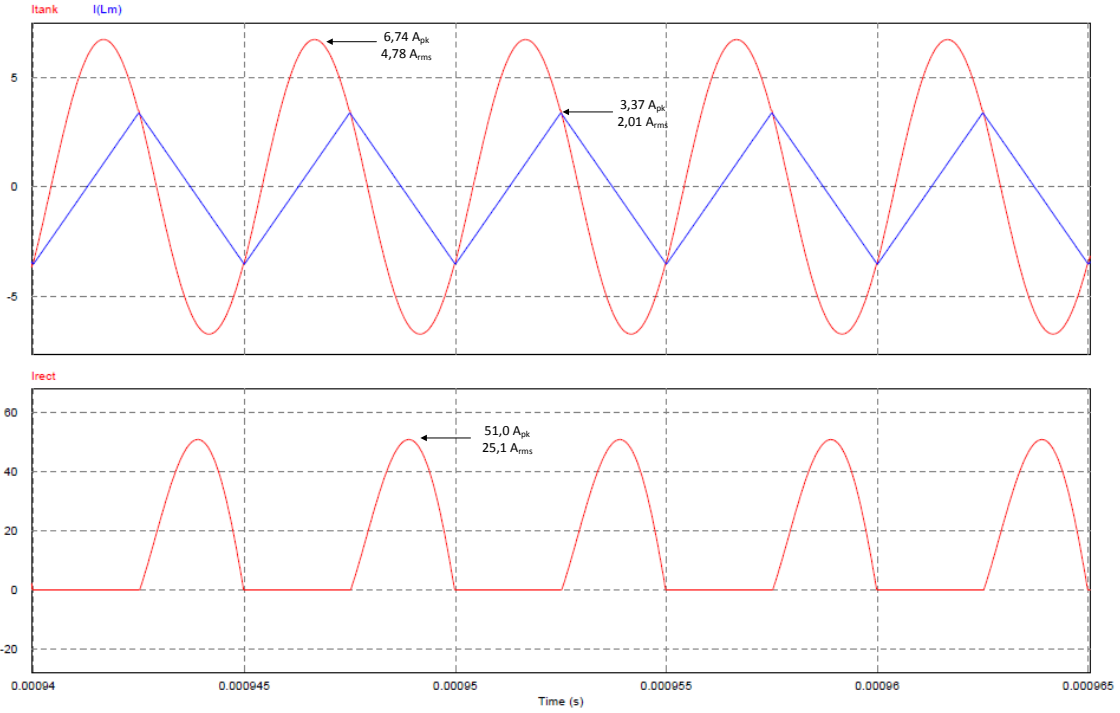


Figura 3.5: Corriente por el tanque resonante y rectificador a frecuencia de resonancia 200 kHz.

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{8,67 \cdot 48}{2\pi \cdot 200000 \cdot 143,2 \times 10^{-6}} = 2,08 \text{ A} \quad (3.18)$$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} = \sqrt{2,08^2 + \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{8,67} \frac{1500}{48}\right)^2} = 4,51 \text{ A} \quad (3.19)$$

La corriente por una rama del rectificador se calcula con la ecuación 3.12.

$$I_{rect} = \frac{\pi}{4} \frac{P_{nom}}{V_o} = \frac{\pi}{4} \frac{1500}{48} = 24,5 \text{ A} \quad (3.20)$$

Comparando con la simulación, y tomando ésta como referencia, se observan unos errores de 3,4 %, 5,6 % y 2,4 %, respectivamente. Con estos resultados, se acepta el estudio del convertidor mediante la aproximación FHA alrededor de la frecuencia de resonancia  $f_r$ .

La aproximación al primer armónico tendrá un error mayor cuanto más se aleje la conmutación de la frecuencia de resonancia. En el presente proyecto, el diseño coloca esta frecuencia más lejana a 120 kHz. Aprovechando este hecho, se recalcula la corriente máxima circulante por los semiconductores del inversor y del rectificador, para comprobar la selección hecha en la Sección 2.1.

Concretamente, las condiciones de la simulación son: frecuencia de conmutación 120 kHz,  $V_{bus,min}$ ,  $V_{o,max}$  y  $R = 2,40 \Omega$ . Los resultados se muestran en la Figura 3.6.

En estas condiciones de funcionamiento, el cálculo analítico es el siguiente:



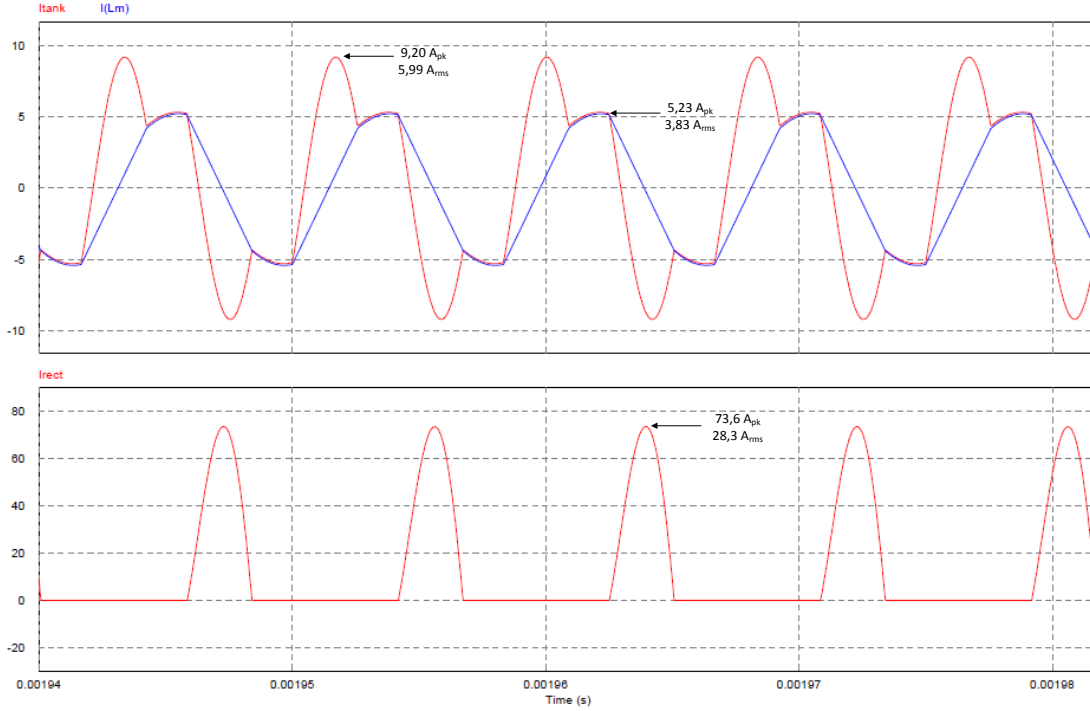


Figura 3.6: Corriente por el tanque resonante y rectificador a frecuencia 120 kHz.

$$I_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{8,67 \cdot 60}{2\pi \cdot 120000 \cdot 143,2 \times 10^{-6}} = 4,34 \text{ A} \quad (3.21)$$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} = \sqrt{4,34^2 + \left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{8,67} \frac{1500}{60}\right)^2} = 5,39 \text{ A} \quad (3.22)$$

$$I_{rect} = \frac{\pi}{4} \frac{P_{nom}}{V_o} = \frac{\pi}{4} \frac{1500}{60} = 19,6 \text{ A} \quad (3.23)$$

En este caso, los errores cometidos por la aproximación FHA usando la simulación como referencia, son de 13,3 %, 10,0 % y 30,7 %. Por otro lado, se ve que el dimensionamiento de los semiconductores es suficiente y mantienen un margen de seguridad.

En conclusión, está claro que el método analítico mediante esta técnica se distancia de la realidad a medida que aparecen más armónicos en las formas de onda de las corrientes circulantes. Por este motivo, el método FHA es adecuado para hacer un primer diseño, pero debe complementarse con simulaciones.

Para acabar este capítulo, se comparan las curvas más críticas de ganancia mediante el FHA y mediante la simulación. Éstas corresponden a la máxima carga y sobrecarga del 10 %, representadas en la Figura 3.7.

En la Figura 3.7, las curvas continuas azul y verde corresponden a una sobrecarga del 10 % a 60 V de salida para la aproximación FHA y la simulación, respectivamente. Las líneas continuas corresponden a la máxima carga consumiendo la potencia nominal del convertidor a 60 V.



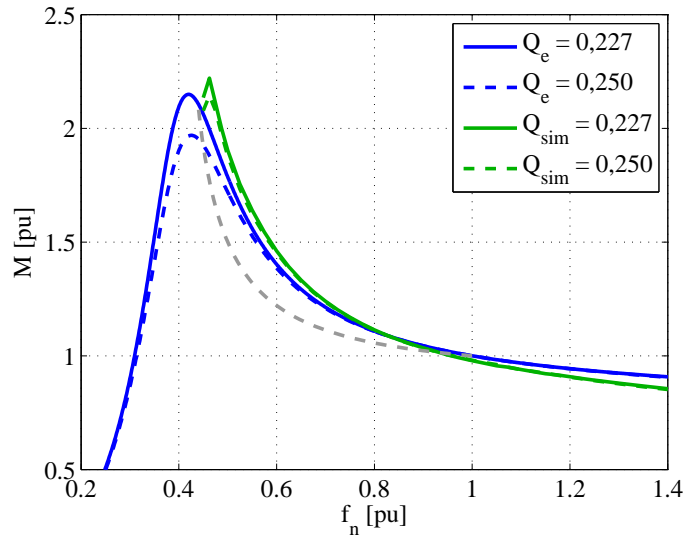


Figura 3.7: Comparación de las curvas de ganancia mediante FHA y simulación.

Se observa, que las curvas extraídas de la simulación son más espigadas, reduciendo el rango de frecuencias de conmutación necesario, tal como indicaba [8]. A medida que se aumenta la frecuencia de conmutación por encima de la frecuencia de resonancia serie, la ganancia tiene una pendiente negativa mayor, consiguiendo llegar a la mínima tensión disminuyendo el rango de frecuencias de conmutación, de nuevo. Por último, se estima que las pérdidas por efecto Joule provocarán caídas de tensión que bajarán las curvas reduciendo la ganancia de éstas. De todas formas, esta disminución no afectará al cumplimiento de las especificaciones.

La Tabla 3.4 resume las pérdidas de los semiconductores en la situación más desfavorable. Estos datos han sido proporcionados por el módulo térmico del mismo programa de simulación. La letra “Q” representa el MOSFET en sí, mientras que “D” indica el diodo en anti-paralelo (para el caso del inversor) o el diodo rectificador (para la etapa rectificadora). En la etapa rectificadora, donde se han introducido dos diodos en paralelo por rama, la potencia estimada es la suma de ambos diodos en paralelo.

Pérdidas estimadas en los semiconductores			
Etapa	Detalle [W]		Total [W/elem.]
Inversor	Conducción Q	3,03	3,57
	Conmutación Q	0,34	
	Conducción D	0,17	
	Conmutación D	0,01	
Rectificador	Conducción D	11,13	11,13
	Conmutación D	0,00	

Tabla 3.4: Pérdidas estimadas en los semiconductores.

El cálculo analítico de estas pérdidas se ha realizado en el Anexo C. En el caso del inversor,

se han calculado unas pérdidas de 3,15 W (12 % respecto la simulación), como demuestra la ecuación C.6. Como se describe en el Anexo C.2, las pérdidas conjuntas calculadas de los diodos rectificadores en paralelo son de 15,5 W, representando una diferencia del 28 %. Sabiendo que todos los cálculos se basan en aproximaciones, se corrobora el cálculo analítico realizado y desarrollado en el correspondiente anexo.

En conclusión, se valida el diseño seleccionado para este convertidor.

Durante las pruebas del prototipo, se ha utilizado el programa LTspice IV, del fabricante Linear Technology. Este programa, al ser un *SPICE*, permite utilizar modelos aproximados de los componentes proporcionados por los fabricantes, incluyendo muchas características parásitas y dinámicas imprescindibles para el estudio en detalle de los transitorios.

En el próximo capítulo, se dispone a describir la construcción del prototipo y el análisis de las pruebas experimentales realizadas.



## Capítulo 4

# Montaje y resultados experimentales

Este capítulo está compuesto por tres secciones. En la Sección 4.1 se describe la fabricación de los componentes inductivos y el diseño de la placa de circuito impreso de potencia y de control. Posteriormente, en la Sección 4.2, se presenta el algoritmo de control utilizado para cerrar el lazo de tensión de salida. Finalmente, las pruebas experimentales son analizadas en la Sección 4.3.

### 4.1. Descripción del *hardware*

Esta sección se ha dividido en cuatro partes. En orden, se presenta la fabricación del transformador de alta frecuencia y del inductor externo adicional. Seguidamente, se describe el diseño de la placa de circuito impreso de potencia y, finalmente, el diseño de la placa de circuito impreso de control.

#### 4.1.1. Fabricación del transformador de alta frecuencia

Se ha optado por maximizar el rendimiento del transformador. Paralelamente, se pretenderá minimizar la inductancia de dispersión. Por ese motivo el bobinado será concentrado, no partido. Los parámetros calculados para la construcción del transformador se definen en la Tabla 4.1. La metodología utilizada y los cálculos intermedios se presentan en el Anexo A.

En la Figura 4.1, se muestra el transformador construido con estas especificaciones.

Para las pruebas experimentales se puede dejar una de las salidas abiertas, consiguiendo un transformador de una entrada y una salida. Se ha seguido la metodología de análisis del transformador descrita en [14, 275]. De acuerdo con el modelo representado en la Figura 2.8, se han obtenido los parámetros de la Tabla 4.2. Los subíndices “A” y “B” corresponden a cada uno de los bobinados del secundario del transformador.



Parámetros físicos del transformador	
Número de vueltas del primario $N_p$	26
Número de vueltas del secundario $N_s$	3 por salida
Relación de transformación $n$	8,67
Núcleo	Ferrita PQ 50/50 PC95
Hilo primario	Litz 72st, $\varnothing_{st}$ 0,2 mm
Hilo secundario	Litz 72 st, $\varnothing_{st}$ 0,2 mm, (3  ) cada salida
Entrehierro (g)	1,5 mm

Tabla 4.1: Parámetros físicos del transformador construido.

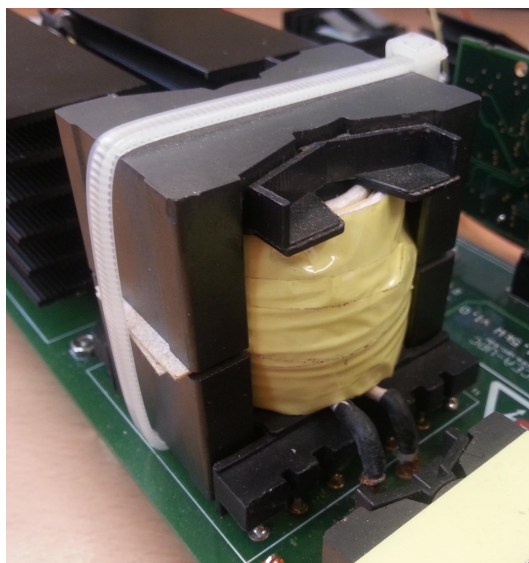


Figura 4.1: Transformador de alta frecuencia.

#### 4.1.2. Fabricación del inductor externo

Como se muestra en el punto anterior, la inductancia de dispersión del primario del transformador no es suficiente para conseguir el valor deseado de  $26,4 \mu H$ . Debe diseñarse un inductor externo. Las características de éste y las propiedades eléctricas del inductor construido se resumen en la Tabla 4.3. La metodología de diseño y cálculos se presentan en el Anexo B.

La Figura 4.2 muestra una fotografía del inductor construido.

#### 4.1.3. Diseño de la PCB de potencia

Para el prototipo del convertidor se ha desarrollado una placa de circuito impreso (PCB) de forma íntegra. Se pretende conseguir una elevada densidad de potencia, por tanto, es importante reducir las dimensiones del convertidor.

La PCB se ha estructurado de forma rectilínea, con la entrada de tensión en un extremo y la





Parámetros del transformador	
$L_m$	143,2 $\mu H$
$L_{lk1,p}$	8,5 $\mu H$
$L_{lk2,p,A}$	13,1 $\mu H$
$L_{lk2,p,B}$	11,5 $\mu H$
$R_1$	20 $m\Omega$
$R_{2,A}$	1 $m\Omega$
$R_{2,B}$	1 $m\Omega$

Tabla 4.2: Parámetros del transformador construido.

Parámetros del inductor externo	
Número de vueltas	6
Hilo	Litz 72 $st$ , $\varnothing_{st}$ 0,2 $mm$
Núcleo	Ferrita PQ 32/20 N97
Entrehierro	0,43 $mm$
$L_s$	17,9 $\mu H$
$R_s$	3 $m\Omega$

Tabla 4.3: Parámetros del inductor externo  $L_s$  construido.

salida en el extremo opuesto. Los convertidores comerciales utilizados como referencia incluyen, previo al convertidor DC-DC, un corrector del factor de potencia (PFC). En estos casos, la primera etapa de PFC se distribuye de forma rectilínea en un sentido, mientras que el convertidor DC-DC se coloca en paralelo y en sentido opuesto a éste. De esta manera, la tensión alterna de entrada y continua de salida se encuentran cercanas físicamente en un extremo del convertidor.

La electrónica digital y analógica se ha referenciado a la tensión de salida, diferenciando un plano de masas para las señales digitales y uno para las analógicas. Ambos están unidos en un solo punto cercano a la fuente de alimentación externa de 5 V y 15 V. Para mejorar la compatibilidad electromagnética (EMC), se han minimizado las espiras (o bucles) generados por los caminos de ida y vuelta de la corriente, esencial sobretodo en la parte analógica. Se han utilizado cuatro capas, distribuyendo las pistas de potencia por las caras superior e inferior, y las pistas de control por las dos capas interiores. En el caso de las dos superficies exteriores, el grosor del cobre es de 70  $\mu m$  para poder reducir la anchura de las pistas de potencia, permitiendo un aumento de temperatura menor a 40 °C.

La tensión de aislamiento entre el primario y el secundario del convertidor es superior a 3 kV, pues se han escogido componentes adecuados para tal tensión y se han respetado las distancias necesarias para mantenerlo.

El diseño también ha tratado de minimizar las inductancias parásitas en las pistas maximizando



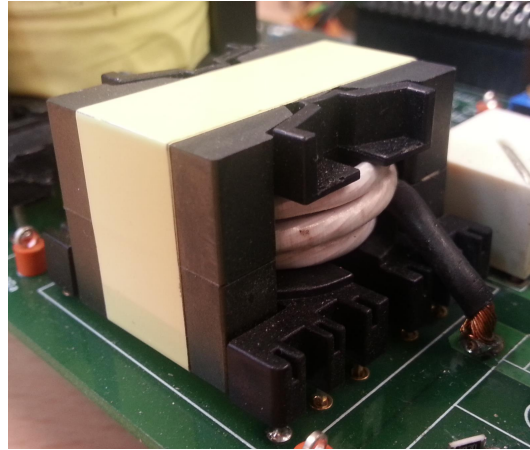


Figura 4.2: Inductor externo.

la superficie de cobre, y situando la ida y la vuelta de la corriente de forma coincidente en las capas superior e inferior. Además, se ha tratado de minimizar la separación entre los semiconductores del primario y del secundario. En el caso del inversor, se trata de reducir sobrepicos de tensión. En el secundario, se pretende distribuir el consumo de corriente de forma equilibrada entre los dos diodos rectificadores en paralelo.

Para minimizar la superficie de la PCB, se ha decidido colocar la placa de control en vertical. Esta técnica es frecuentemente utilizada en los convertidores comerciales.

La Figura 4.3 muestra la PCB sin ningún componente, mientras que en la Figura 4.4 se han soldado todos y se presenta la distribución de los módulos en los que se puede dividir la placa.

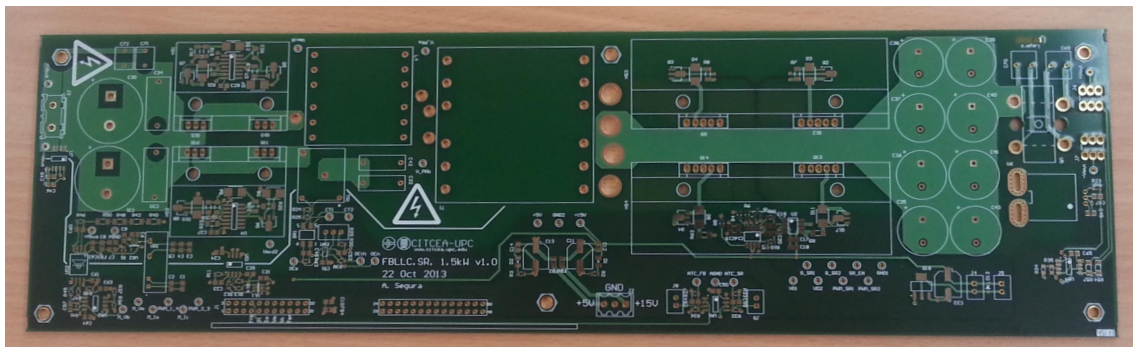


Figura 4.3: PCB de potencia del convertidor resonante.

A continuación, se pretende describir los módulos indicados en la Figura 4.4:

1. Bus de entrada: la tensión de alimentación es una tensión continua de valor nominal 400 V. Ésta suele provenir de una etapa de rectificación con PFC (*Power Factor Corrector*), el cual eleva la tensión rectificada hasta esta tensión. Para generar esta tensión, actualmente se rectifica la tensión de una red trifásica de 400 V<sub>f,n</sub>. Para realizar las pruebas, se ha añadido un filtro pasa-bajos LCL de 4,5 mH, 4  $\mu$ F y 1,2 mH, respectivamente. Se ha colocado un bus de 440  $\mu$ F con condensadores electrolíticos en la placa de potencia. Además, se han

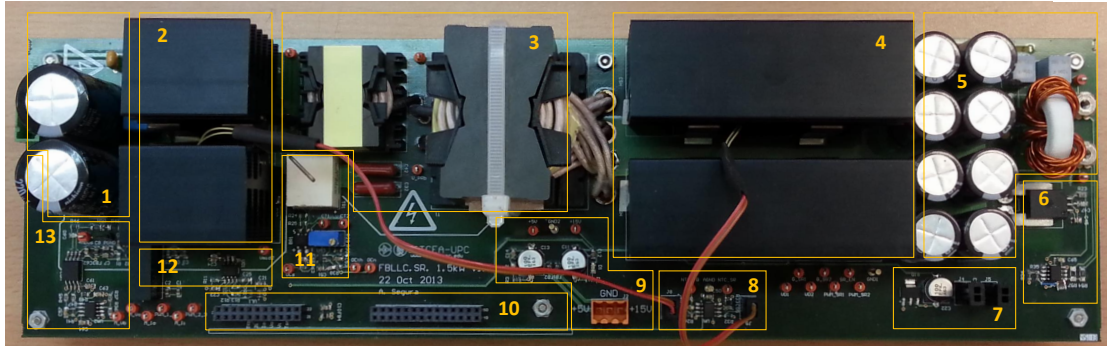


Figura 4.4: Placa de potencia del convertidor resonante.

instalado dos condensadores MKP de 470 nF lo más próximos posible al inversor para proporcionar los picos de corriente necesarios en las conmutaciones.

2. Inversor *full-bridge*: esta compuesto por dos ramas de MOSFETs conmutando en diagonal y generando la tensión cuadrada a la frecuencia de conmutación a la entrada del tanque resonante. Los semiconductores utilizados son los STP16N65M5 de STMicroelectronics, y los *drivers* son los IR21814S de International Rectifier. Las hojas de especificaciones se encuentran en [15] y [16], respectivamente. La tensión aplicada a la puerta de los semiconductores es de 0 V y 15 V. Siguiendo [17, pág. 14], se ha implementado una circuitería de puerta mediante un BJT PNP que aumenta la velocidad de apertura del semiconductor, pudiendo reducir el tiempo muerto y las pérdidas por el *driver*.

Inicialmente, se realizaron pruebas del inversor únicamente, abriendo el circuito resonante. En esta situación, se producían cortocircuitos de muy corta duración en cada periodo de PWM, llegando a sobre-calentar los semiconductores. La razón de ésto eran las pequeñas corrientes que circulaban por la capacidad parásita entre drenador y puerta al conmutar el semiconductor complementario de la misma rama. En este transitorio, el semiconductor observa una variación de tensión rápida ( $dv/dt$ ), la cual induce estas corrientes a través de la capacidad drenador-surtidor y drenador-puerta. Estas últimas, siguen su recorrido a través de la capacidad entre puerta y surtidor cargándola, como se indica en la Figura 4.5 en color rojo. Si la corriente es suficiente, la puerta puede llegar a un nivel de tensión mayor al *threshold* provocando estos cortocircuitos. La solución adoptada ha sido colocar un condensador cerámico de 2,2 nF entre los pines de puerta y surtidor de todos los MOSFETs del inversor. Al aumentar la capacidad, el incremento de tensión de puerta es menor para la misma energía, evitando los cortocircuitos. Por contra, las pérdidas de los *drivers* aumentan, por lo que se ha aumentado levemente la resistencia de puerta, hasta los 6  $\Omega$ , reduciendo estas pérdidas.

A lo largo de las pruebas realizadas, se ha observado una temperatura de trabajo demasiado elevada en los *drivers*, requiriendo una buena ventilación forzada. La temperatura del encapsulado del circuito integrado era de 60 °C (con ventilación), indicando una temperatura interna estimada de la unión de 125 °C. Se propone sobre-dimensionar éstos componen-

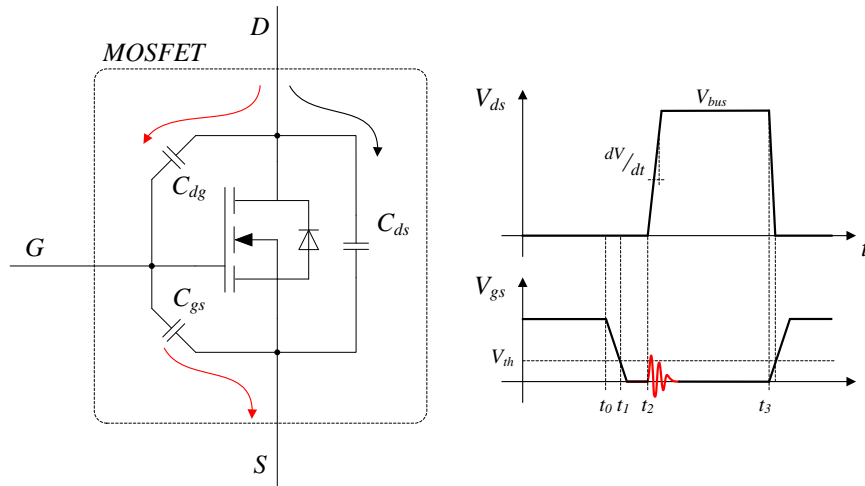


Figura 4.5: Carga de la capacidad puerta-surtidor.

tes para futuras versiones, pues han sido los elementos más críticos del prototipo. En la Sección 4.3.6 se muestra en análisis térmico de éste componente.

El cálculo para la selección de los radiadores se realiza en el Anexo C.

3. Tanque resonante: esta formado por el inductor externo, el transformador y los dos condensadores Panasonic ECW-H8123HA, cuya hoja de características se encuentra en [18]. Se ha tratado de aproximar al máximo los componentes para reducir efectos parásitos indeseados.
4. Rectificador: esta etapa está formada por dos diodos rectificadores en paralelo por cada bobinado de salida del transformador, como se ha descrito en la Sección 3.2. Los diodos utilizados son los IXYS DSSK50-015B, cuyas características se describen en [19]. Para futuras pruebas, se ha implementado la circuitería necesaria para utilizar un rectificador síncrono mediante MOSFETs con encapsulado TO-220. Se proponen los Fairchild FDP083N15A. Igual que en el inversor, se ha preparado un circuito de puerta de apertura rápida. El controlador utilizado para la rectificación síncrona sería el IR1168S de International Rectifier, con un *buffer* posterior para proporcionar más corriente de pico. Actualmente, se utiliza el rectificador no controlado con diodos.
5. Filtro de salida: se ha implementado un bus de 2,64 mF mediante ocho condensadores electrolíticos de 330  $\mu\text{F}$  de Nichicon. Éstos pueden ser sustituidos por elementos de 470  $\mu\text{F}$ , pudiendo conseguir hasta 3,76 mF. Posteriormente, se ha construido una bobina para el filtrado de corrientes de modo común, construida manualmente.
6. Medición de tensión y corriente de salida: la tensión de salida se mide mediante un divisor resistivo con un fondo de escala de 80 V y un amplificador operacional en configuración de seguidor de tensión. La corriente de salida se mide mediante la sonda Hall ACS758LCB-050U de Allegro. Su hoja de características se encuentra en [20].



7. Ventiladores: se han preparado dos conectores para dos ventiladores en paralelo, controlados mediante un MOSFET y con protección con un diodo en anti-paralelo a los ventiladores. El consumo máximo puede ser de 2 A. Mediante una señal PWM se puede controlar la velocidad de éstos desde el microcontrolador dependiendo de la temperatura del inversor y rectificador.

De forma externa, se han utilizado dos ventiladores para disminuir la temperatura de trabajo de los *drivers* del inversor, como se ha expresado anteriormente.

8. Sensores de temperatura: se mide la temperatura de uno de los radiadores del inversor y del rectificador mediante resistencias NTC de 10  $k\Omega$  y un circuito adicional que linealiza la característica temperatura-resistencia en el tramo deseado. Se añaden amplificadores operacionales seguidores de tensión.
9. Alimentación del control: mediante una fuente externa, se alimenta la parte digital y analógica del convertidor a 5 V y 15 V. Dos LEDs indican el estado de alimentación.
10. Placa de control: en el conector correspondiente se coloca la placa de control en posición vertical, aprovechando la altura del convertidor para disminuir la superficie necesaria.
11. Alarma de sobre-corriente: mediante un transformador de corriente de baja inductancia y un seguidor de pico, se compara la corriente de pico circulante por el tanque resonante con un nivel constante de tensión regulado mediante un potenciómetro de precisión. Un comparador conectado para actuar con lógica negada genera el flanco negativo necesario para activar la alarma en el microprocesador.
12. Aislamiento de las señales PWM: una fuente aislada Recom 1515S alimenta las señales digitales y analógicas del primario del convertidor. Las señales PWM son pasadas al primario mediante inversores en función de *buffer* y optoacopladores de alta frecuencia ACPL-064L de Avago ([21]).
13. Medición de tensión y corriente de entrada: la tensión de entrada es medida mediante un divisor resistivo y un amplificador aislado (Avago ACPL-C87B, hoja de características [22]), seguido de un amplificador operacional con un filtro de primero orden. La corriente es medida directamente con un sensor de efecto Hall, concretamente, el ACS712ELCTR-05B ([23]).

Por la placa se han colocado puntos de medición (*test-points*) para poder hacer una lectura cómoda de las tensiones necesarias mediante un osciloscopio.

#### 4.1.4. Diseño de la PCB de control

El control del convertidor se realiza con un microcontrolador de Texas Instruments, concretamente el TMS320F28069UPN de la familia Piccolo ([24]). Como plataforma, se diseña una placa



de circuito impreso. Por petición del centro de investigación CITCEA-UPC, la placa deberá ser de propósito general, pudiendo ser utilizada para otros proyectos posteriores.

A continuación, se muestran las características más relevantes de esta placa de control:

- Microcontrolador TMS320F28069UPN.
- 6 señales PWM + 1 salida ePWM auxiliar.
- 10 entradas analógicas diferenciales, con ganancia y filtro de primer orden configurables.
- 3 DAC mediante HRPWM + 3 DAC mediante PWM.
- Hasta 24 I/O pines, multiplexados con otras funciones periféricas.
- 2 LED de propósito general.
- Comunicaciones: 1 x CAN, 1 x SPI, 2 x I2C, 1 x USB.
- 1 módulo QEP.
- EEPROM externa de 32 Kb.
- Conexión Micro-USB.
- Debugador mediante JTAG.
- Dimensiones reducidas:  $120\text{ mm} \times 38\text{ mm}$
- Colocación horizontal o vertical.

Para su diseño, se han minimizado los recorridos de las pistas y los bucles generados por los caminos de ida y vuelta de las señales. Se han distribuido las pistas en cuatro capas, colocando componentes sólo en la capa superior. Se han extendido planos de masa y de alimentación a 3,3 V para mejorar la compatibilidad electromagnética. Igualmente, se han diferenciado las alimentaciones y planos de masa analógicos y digitales, uniéndolos en un punto cercano a la fuente de alimentación de la placa y reduciendo la diafonía entre señales (*cross-talk*). Se han añadido condensadores de desacoplo muy cercanos al microcontrolador y se han seguido consejos de diseño de Texas Instruments y otros fabricantes.

Para el control del prototipo diseñado, serán necesarias dos salidas de PWM de alta resolución HRPWM (sólo dos, pues el inversor se controla con conmutación en diagonal), la salida ePWM auxiliar para el control de la velocidad de los ventiladores, seis entradas analógicas para las mediciones, una entrada de *Trip-Zone* para la alarma *hardware* y el conector JTAG para la debugación.

Finalmente, la PCB sin componentes se muestra en la Figura 4.6 y aparece en la Figura 4.7 con todos los componentes soldados.





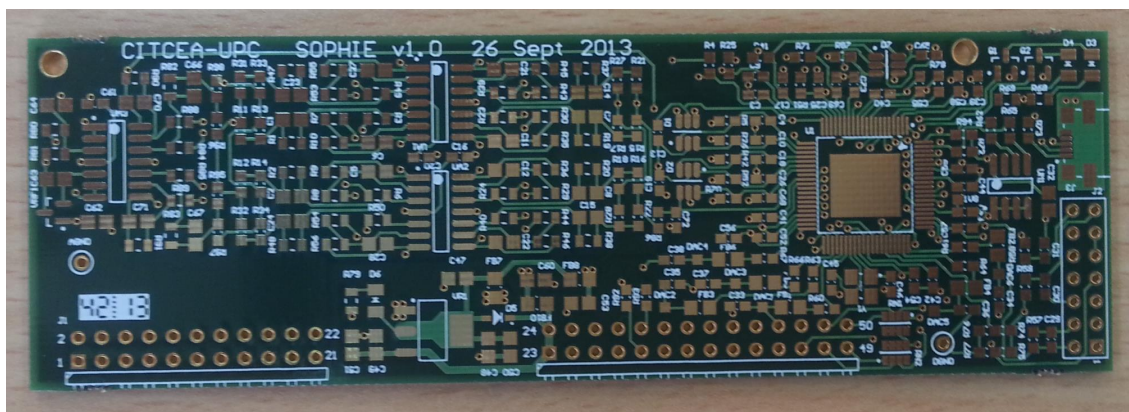


Figura 4.6: PCB de control de propósito general.

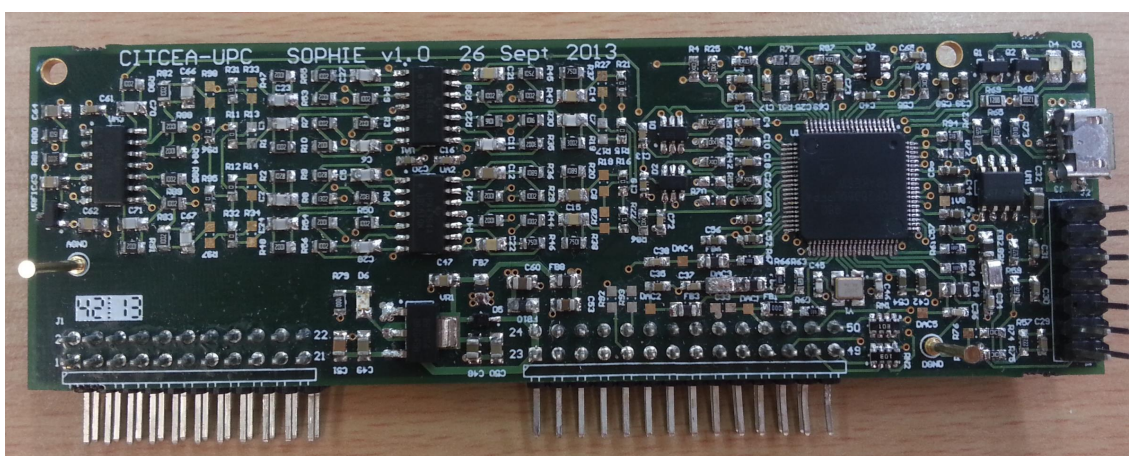


Figura 4.7: Placa de control de propósito general.

## 4.2. Implementación del *software*

En el Capítulo 2, se ha explicado que el control del convertidor se realiza mediante la frecuencia de la onda cuadrada a la salida del inversor. Se ha decidido implementar un único lazo de control, el correspondiente a la tensión de salida. A continuación, se describe la estructura del sistema.

Cabe notar que el código se ha escrito en lenguaje C, utilizando la IDE Code Composer Studio v.5.5 proporcionado por Texas Instruments.

La Figura 4.8 muestra el sistema controlador y planta en lazo cerrado.

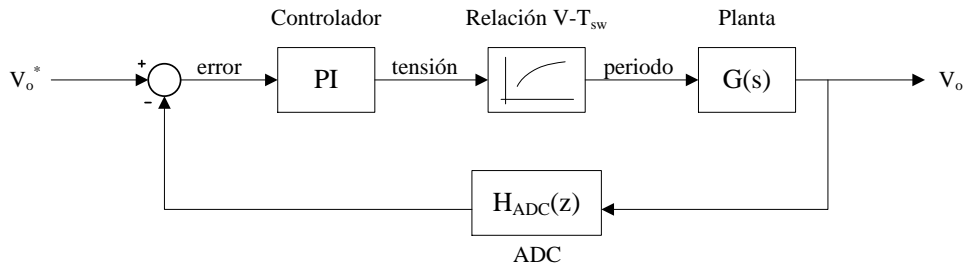


Figura 4.8: Sistema controlador y planta.

Como se ha explicado en 2.2, el convertidor resonante LLC no puede aproximarse mediante un modelo promediado. De igual manera, tampoco puede extraerse una ecuación de transferencia en el dominio de Laplace. Existen modelos linealizados, pero son de elevada complejidad. Por este motivo, la herramienta utilizada para el diseño del control ha sido el complemento Simulink de MATLAB. En él se ha introducido el modelo del convertidor, utilizando variantes diferentes según el nivel de detalle necesario.

Para el control de la tensión de salida, se ha decidido implementar un controlador PI, con la estructura representada en la Figura 4.9. La integración se realiza mediante el método *Euler Forward*. Puesto que este controlador está orientado a sistemas lineales, pero el convertidor no lo es, su dinámica no puede ser predecible. De nuevo, el programa Simulink es usado para evaluar el funcionamiento del controlador.

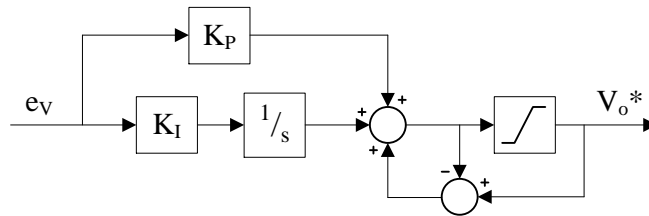


Figura 4.9: Estructura del controlador PI.

Para reducir la no-linealidad del sistema, se ha propuesto obtener una relación entre tensión de salida y periodo de conmutación. Partiendo de datos extraídos en lazo abierto del prototipo, se obtienen varias ecuaciones cuadráticas para diferentes cargas que se ajustan a los puntos obtenidos, como los de la Figura 4.10. Se debe escoger una curva intermedia, suponiendo que





no existe gran diferencia entre ellas. De esta forma, la curva puede entenderse como la función de transferencia invertida de la planta. Por supuesto, estas curvas pueden ser utilizadas sólo en un intervalo determinado de tensiones. Se prefiere obtener el periodo de conmutación por dos motivos: en primer lugar, la curva se ajusta mejor con el periodo que con la frecuencia como variable dependiente de la regresión; en segundo lugar, el periodo puede ser utilizado directamente en el módulo ePWM sin pasos intermedios.

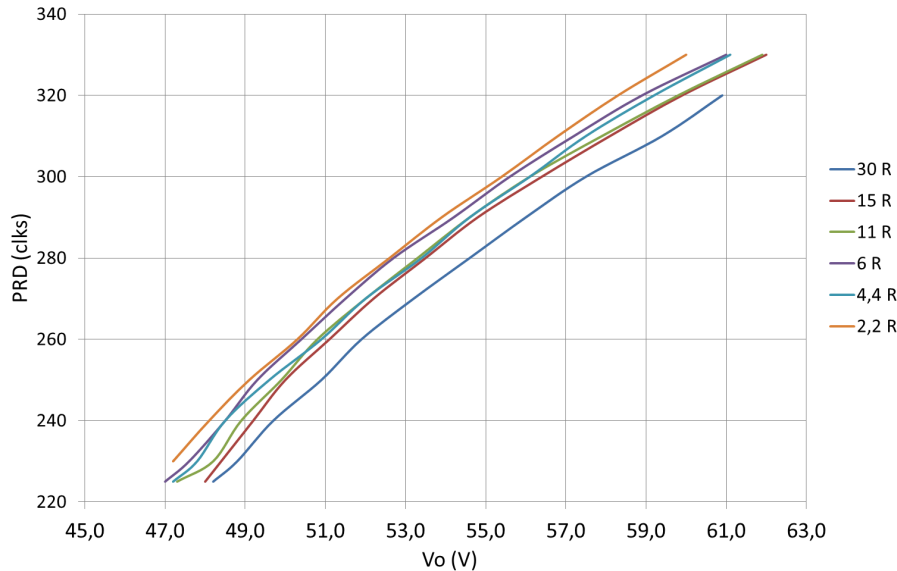


Figura 4.10: Curvas para la linealización del prototipo en lazo abierto.

En el prototipo construido, se ha seleccionado la curva cuadrática de regresión correspondiente a una carga de  $11 \Omega$ , la cual tiene la ecuación

$$PRD = -0,254V_o^2 + 34,987V_o - 863,34 \quad (4.1)$$

Las señales PWM se generan con el módulo ePWM. Éste se ha configurado de forma simétrica (*up-down counting mode*). Puesto que la frecuencia de conmutación es variable, el valor del periodo del contador debe variar, y la actualización se produce cuando el contador es igual a cero. Tras el arranque del convertidor, las señales cambian de estado (“0” a “1” ó “1” a “0”) en el cero y en el periodo del contador. Al trabajar a una frecuencia elevada, la resolución resultante es pequeña. Para mejorarla, se utiliza el módulo de alta resolución HRPWM, obteniendo una resolución 80 veces mayor, aproximadamente. En otras palabras, el mínimo salto de frecuencia alcanzable se encuentra alrededor de 140 kHz y pasa de 330 Hz (0,24 %) a 4 Hz (0,0029 %) al utilizar el módulo de alta resolución. Alrededor de 200 kHz, la mejora es de 885 Hz (0,44 %) a 11 Hz (0,0055 %).

El módulo ADC (*Analog to Digital Converter*) se configura para trabajar en modo simultáneo. El tiempo de conversión de los seis canales se puede estimar mediante la ecuación 4.2.

$$t_{ADC} = 3 \times t_{S/H} + 6 \times t_{conv} = (3 \times 23 \text{ } clk_{sADC} + 6 \times 13 \text{ } clk_{sADC}) \frac{2}{90 \text{ MHz}} = 3,27 \text{ } \mu s \quad (4.2)$$

Los canales A0 y B0 son la corriente y tensión de salida, respectivamente. Puesto que son los más críticos, se pretende realizar las lecturas evitando coincidir con las conmutaciones de los semiconductores. Para esto, y siendo el tiempo de conversión menor al periodo mínimo de conmutación, se hace la lectura de los seis canales a la misma frecuencia que el PWM. El SOC (*Start Of Conversion*) se produce después del tiempo muerto existente tras el instante en que el contador el módulo PWM es cero.

Al trabajar a tan elevada frecuencia, el tiempo invertido en guardar los valores convertidos es crítico. Para optimizar este proceso, se utiliza el módulo de acceso directo a memoria (DMA) del microprocesador. Éste copia los valores convertidos a un *buffer* en memoria RAM de forma *hardware*, sin necesidad de generar una interrupción y servirla. Se aprovecha para guardar los últimos cuatro valores convertidos de cada canal. Esta acción se ejecuta cada vez que el ADC ha terminado de convertir los seis canales analógicos (EOC, *End Of Conversion*). En la interrupción del *Timer 0* se calcula la media de los valores guardados en el *buffer*, los cuales son los más actuales.

El algoritmo de control se ejecuta a una frecuencia de 40 kHz mediante el *Timer 0*. En la interrupción, se realizan las siguientes acciones: cálculo de la media de las lecturas, gestión de alarmas, máquina de estados del convertidor y, finalmente, se guardan las lecturas de tensiones y corrientes máximas.

Por último, debe describirse el procedimiento para el arranque del convertidor. Considerando que el bus de condensadores de salida está descargado, la corriente inicial para cargarlos puede llegar a ser muy elevada si no se trata de forma especial. Aprovechando la forma de la curva característica del convertidor presentada en la Figura 3.7, puede observarse que a mayor frecuencia, menor es la ganancia. Por este motivo y siguiendo lo propuesto en [13], la frecuencia de conmutación inicial es de 300 kHz y un ciclo de trabajo nulo. En una primera etapa, se aumenta el ciclo de trabajo hasta el 50 %, manteniendo la frecuencia. Posteriormente, se disminuye la frecuencia de trabajo hasta la frecuencia de resonancia de 200 kHz, manteniendo siempre el ciclo de trabajo. A partir de ahí, ya se puede cerrar el lazo de control. Con este método, se reduce el pico de corriente en el arranque, sometiendo a los componentes a unas condiciones menos severas.

### 4.3. Resultados experimentales

Con el fin de comprobar el funcionamiento del prototipo construido, a continuación se presentan las pruebas realizadas. En el primer apartado 4.3.1, se presentan las curvas más características



del convertidor en régimen estacionario. A continuación, en el punto 4.3.2, se muestran las curvas bajo un cambio en la tensión de referencia del lazo cerrado. Además, se han hecho pruebas variando la carga, las imágenes de las cuales se muestran en la sección 4.3.3. Posteriormente, en 4.3.4, se presenta la etapa inicial de arranque del convertidor, la cual es crítica en estos convertidores. En el apartado 4.3.5 se muestra la curva de rendimiento y el cálculo de la densidad de potencia obtenidos con este prototipo. Para finalizar, se realiza un análisis térmico del convertidor en la sección 4.3.6.

#### 4.3.1. Régimen estacionario

En este punto, se presentan las imágenes captadas con el osciloscopio de la corriente por el tanque resonante y por una rama del rectificador. Por ello, se indican conjuntamente las condiciones de la prueba.

En primera instancia, se calcula la ganancia resultante del diseño del transformador. Para ello, se conmuta a frecuencia de resonancia, consiguiendo una forma lo más sinusoidal posible. Entonces

$$n = \frac{V_{bus}}{MV_o} \Big|_{M=1} = \frac{400,0}{49,0} = 8,20 \quad (4.3)$$

La relación de transformación seleccionada en la Sección 3.2 es de 8,33 (ecuación 3.1). El error cometido es de 1,6 %, validando el diseño del transformador.

La Figura 4.11 presenta la condición de ZVS de uno de los MOSFETs del inversor, realizando la conmutación suave o *soft-switching* en el cierre. La prueba se ha realizado a 400 V de entrada y 48 V de salida, con una carga de 2,2  $\Omega$ . En color azul, se muestra la corriente por el tanque resonante. En verde, la tensión drenador-surtidor del MOSFET, y la tensión puerta-surtidor en fucsia.

En primera instancia, se observa la forma de onda sinusoidal de la corriente, característica del convertidor resonante a frecuencia de resonancia. Además, se detecta un sobre-pico en la tensión drenador-surtidor en la apertura de 30 V (7,5 %).

Analizando la conmutación ZVS, el MOSFET complementario de la misma rama empieza a abrir a partir del instante  $t_0$ . En el intervalo  $t_0 - t_1$ , la capacidad parásita drenador-surtidor se descarga por el efecto inductivo del tanque, cargando a su vez la misma capacidad  $C_{ds}$  del MOSFET complementario que se está abriendo. A partir de  $t_1$ , ambos semiconductores se encuentran abiertos, y la corriente pasa a circular por el diodo en anti-paralelo del MOSFET representado. En esta situación, la tensión  $V_{ds}$  es igual a la inversa de la tensión de conducción del diodo  $-V_f$ . Es en este tramo cuando se presenta la condición de ZVS. Tras un tiempo muerto de seguridad, se activa la señal de puerta, superando el nivel de *threshold* en el instante  $t_2$ , que indica el inicio de la conducción por el canal drenador-surtidor. Se observa como la corriente aún no ha cambiado de signo en este instante y es pequeña. Si el tiempo muerto fuera demasiado elevado, se perdería la condición de ZVS.



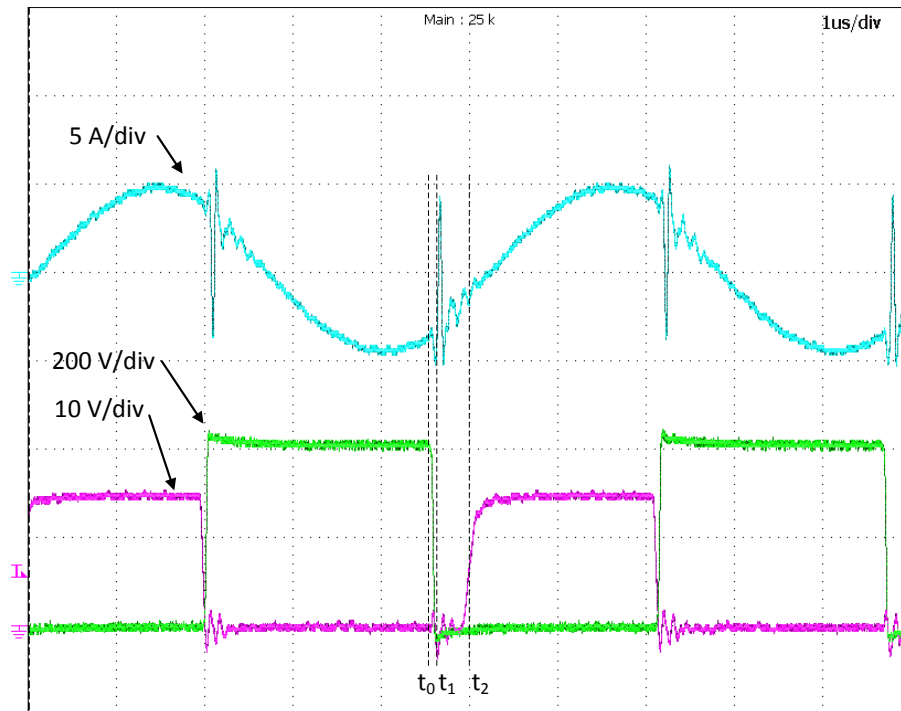


Figura 4.11: *Soft-switching* en el cierre del MOSFET del inversor por condición de ZVS.

Por otro lado, se ve la conmutación tradicional *hard-switching* en la apertura del semiconductor. La corriente en este instante es menor a la corriente de pico, reduciendo las pérdidas en este transitorio.

La siguiente Figura 4.12 muestra las corrientes por el tanque resonante y una rama del rectificador en condiciones de tensión de bus nominal (400 V), tensión de salida de 60 V y una carga de  $30,2 \Omega$ . Esta carga, equivale al 8 % de la potencia nominal.

Se ha presentado este estado de carga y frecuencia para poder analizar varios efectos característicos. En primer lugar, cabe indicar que la señal azul es la corriente por el tanque resonante, mientras que la fucsia es la de una rama del rectificador.

Analizando la primera, se observa que la corriente no tiene forma sinusoidal y aparece algún efecto cerca de los extremos (entre el punto 1 y 2) que se describirá a continuación. En cuanto a la forma, se debe a que, a bajas cargas y como se ve en la Figura 2.1(b), la impedancia de la inductancia toma mayor presencia que la carga resistiva. Por este motivo, la forma de la corriente tiende a ser triangular, correspondiente a la corriente magnetizante del transformador. El punto 1 indica el instante en que la corriente magnetizante y la que se transfiere el secundario se igualan, entrando la inductancia magnetizante en la resonancia y cambiando la impedancia del tanque. En este tramo, la corriente observada hasta la siguiente conmutación (punto 2) es sólo magnetizante. Entre el punto 2 y 3, el tiempo muerto permite la transición de apertura del MOSFET correspondiente y la corriente empieza a circular por los diodos en anti-paralelo de los semiconductores complementarios. Debido a las conmutaciones, la señal medida tiene ruido



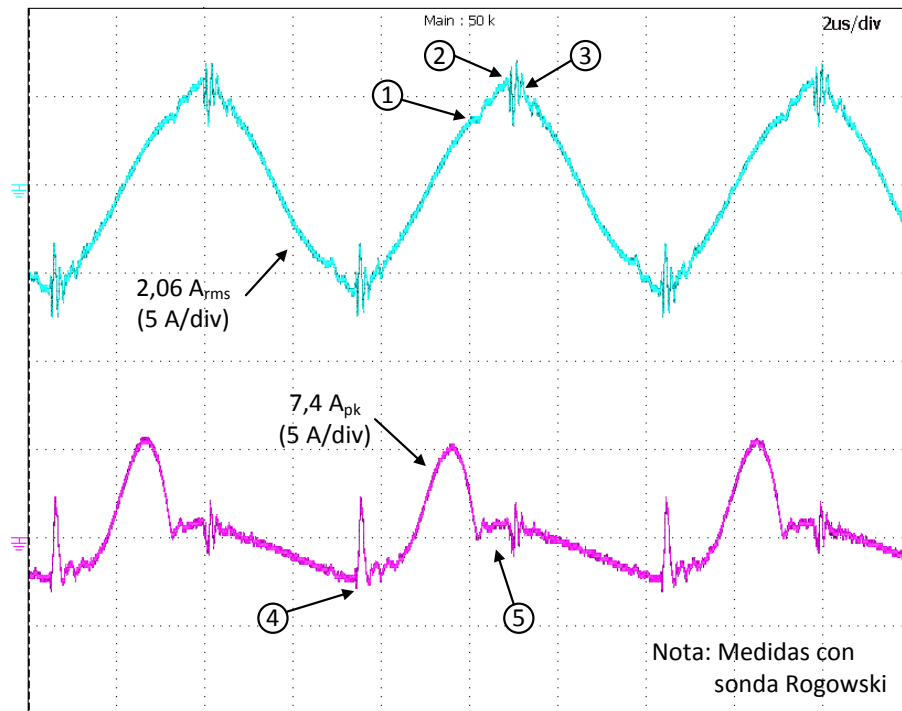


Figura 4.12: Corriente del tanque resonante y de una rama del rectificador ( $V_{bus} = 400\text{ V}$ ,  $V_o = 60\text{ V}$ ,  $R = 30,2\ \Omega$ ).

en la lectura.

Debe indicarse que ambas curvas se han obtenido mediante sondas Rogowski, las cuales no pueden medir las señales continuas por su principio físico de funcionamiento. Por otro lado, tienen un ancho de banda muy elevado a altas frecuencias. Debido a las sondas utilizadas, la corriente por el rectificador está centrada en el cero (sin continua) y los tramos de no-conducción de los diodos tienen pendiente negativa debido a este filtro pasa-altos. El punto 4 indica el instante en que se cierra el par de MOSFETs en diagonal correspondiente, empezando a conducir los diodos rectificadores de la rama medida. El pico inicial de corriente es el consumido para cargar la capacidad parásita ánodo-cátodo del diodo, la cual es del orden de magnitud de la corriente circulante. El punto 5 indica el tramo entre los puntos 1 y 2, en que la energía transferida al secundario es nula, viéndose un tramo de corriente cero. En ambos puntos, la conmutación del diodo se realiza a corriente cero, es decir, ZCS.

Realizando la simulación en estas condiciones, resultan un valor de corriente RMS por el tanque de  $3,8\text{ A}$ , cometiendo un error del  $84\%$ . Éste es muy elevado y puede entenderse que se reduciría en incluir las resistencias del cobre de los elementos inductivos y ESR del condensador resonante, las cuales no se han tenido en cuenta. Puesto que la corriente por el rectificador está deformada por la sonda de corriente utilizada, se puede hacer una comparación aproximada mediante el valor de pico de la corriente. En la simulación, éste es de  $8,9\text{ A}$ . El error cometido es del  $20\%$  y puede ser debido a la aproximación en el valor del pico y en la falta de elementos parásitos en la simulación.

En la Figura 4.13 se representan las mismas curvas, pero con una tensión de bus de 400 V, 48 V de salida y una carga de  $1,7 \Omega$ .

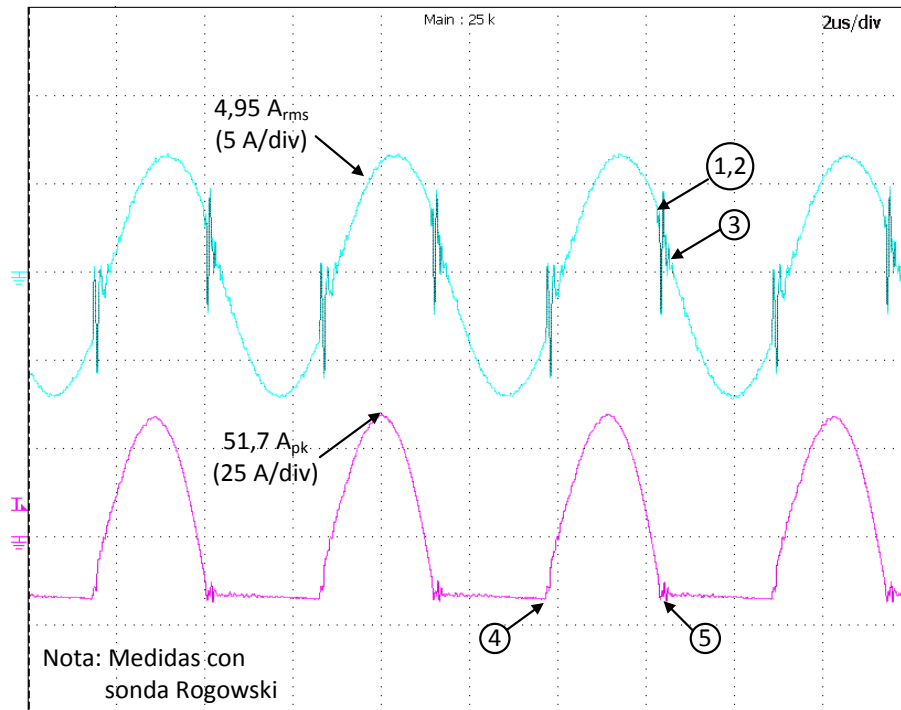


Figura 4.13: Corriente del tanque resonante y de una rama del rectificador ( $V_{bus} = 400 \text{ V}$ ,  $V_o = 48 \text{ V}$ ,  $R = 1,7 \Omega$ ).

Se puede apreciar que la corriente por el tanque resonante (azul) es casi una sinusoidal pura. Esta es la forma de la onda de corriente característica de los convertidores resonantes a frecuencia de resonancia. La corriente por el rectificador se representa de color fucsia.

En comparación con la Figura 4.12, el punto 1 y 2 son coincidentes, pues la frecuencia de conmutación es la de resonancia  $f_r$ . Se puede observar que la corriente en la apertura es menor que la correspondiente al pico, disminuyendo las pérdidas por conmutación en la apertura. Esta propiedad es, también, característica de los convertidores resonantes. Además, se observa que la corriente instantánea del punto 1-2 es muy parecida a la correspondiente al punto 1 de la Figura 4.12. Para cualquier carga a frecuencia de resonancia, esta corriente en la conmutación será siempre igual. En el instante 3, la corriente está circulando por los diodos anti-paralelos, propiciando la conmutación suave mediante ZVS. Por otro lado, la corriente del rectificador tiene una forma aproximada de sinusoidal rectificada. Es aproximada porque la corriente magnetizante extrae cierta energía que no es transferida. Se puede observar este efecto viendo que los picos entre la corriente del tanque y la rectificada no son coincidentes en el tiempo. A diferencia de la figura anterior, en el punto 4 no aparece la carga de la capacidad parásita del diodo rectificador, pues queda superpuesta por la elevada corriente circulante. El tramo a corriente cero del punto 5 es muy breve, pero existente. Por lo tanto, se sigue cumpliendo la condición de ZCS en ambas conmutaciones.



En este caso, los resultados de simulación son 4,7 A por el tanque resonante. La simulación difiere en un 5 % respecto al prototipo construido. Para comparar la corriente por la rama del rectificador, se compara la corriente de pico de nuevo. La simulación indica 52,0 A, cometiendo un error menor al 0,6 %. Se puede ver que esta situación está mucho mejor representada por la simulación en comparación con las condiciones de trabajo de la Figura 4.12.

Por último, cabe indicar el rizado de tensión de salida. La peor situación es a máxima carga y mínima frecuencia, siendo éste de  $450 \text{ mV}_{pp}$  a tensión de 60 V, representando un 0,7 %. Este valor es algo menor al de las especificaciones, aunque mayor al esperado por la ecuación 3.15.

#### 4.3.2. Cambio de tensión de referencia

A la hora de controlar la tensión de salida, el controlador debe imponer la frecuencia adecuada. Debido al uso de un controlador lineal PI con una planta no-lineal, la predicción del comportamiento dinámico es muy difícil. Se ha escogido este controlador por su sencillez a la hora de implementarlo y sintonizarlo. La entrada de la tensión de referencia se realiza mediante una rampa, la cual incrementa a razón de  $0.8 \text{ V/ms}$ . La sintonización se ha realizado de forma empírica. La Figura 4.14 muestra la evolución de la tensión de salida en dos condiciones de carga:  $10 \Omega$  (curva azul) y  $3,3 \Omega$  (curva roja). Para tener mayor precisión y menor ruido en la lectura, se ha aprovechado la buena calidad del conversor analógico a digital implementado para obtener la evolución de esta tensión.

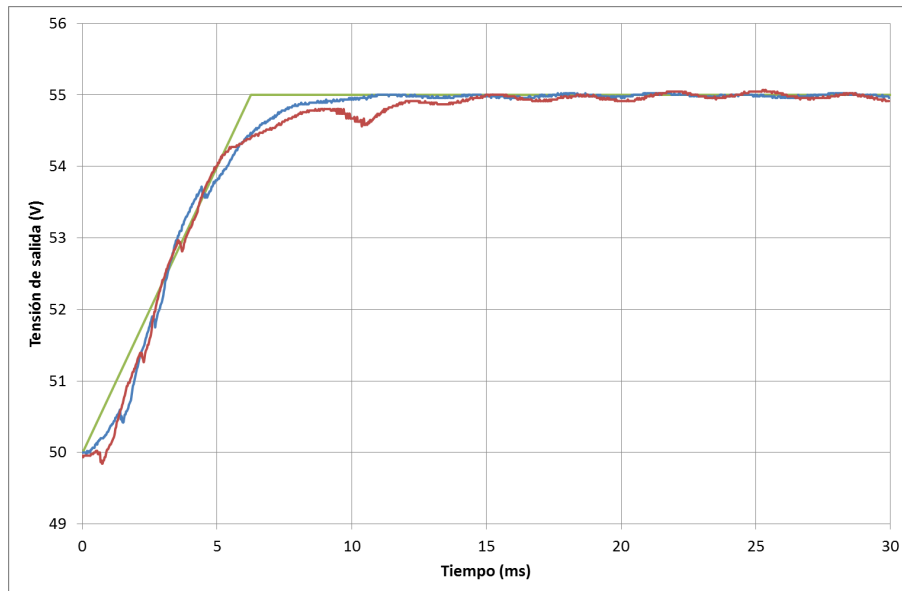


Figura 4.14: Cambio de tensión de salida frente a un cambio de consigna a  $10 \Omega$  (azul) y  $3,3 \Omega$  (rojo).

Se ha representado la tensión de referencia de color verde. Se observa un seguimiento bueno de la consigna. En la evolución de la tensión, aparecen escalones debido a la interacción entre el controlador lineal y la planta no-lineal. Además, se observa un rizado de tensión a 300 Hz



correspondiente a la reflexión de la tensión trifásica rectificada mediante un puente de diodos, el cual no es compensado por el controlador. Observando la dinámica obtenida, se aceptan los parámetros escogidos para el controlador, los cuales son  $K_P = 0,8$  y  $K_I = 720$  para la parte proporcional e integral, respectivamente.

#### 4.3.3. Cambio de carga

Frente a un cambio de carga, el control en lazo cerrado debe evitar las sobre-tensiones o sub-tensiones. Éstas son el efecto de dos causas: en primer lugar, la carga o descarga excesivamente rápida del bus de condensadores de salida; en segundo lugar, la transición hacia la curva de carga correspondiente a la carga actual, la cual puede imponer una tensión mayor (al disminuir la carga) o menor (al aumentar la carga). Estas curvas son las presentadas en la Figura 2.4.

Las pruebas se han realizado a varias tensiones. El peor sobre-pico se ha dado a 60 V de tensión de salida, haciendo un cambio de carga del 100 % al 4 %. La Figura 4.15 muestra esta situación.

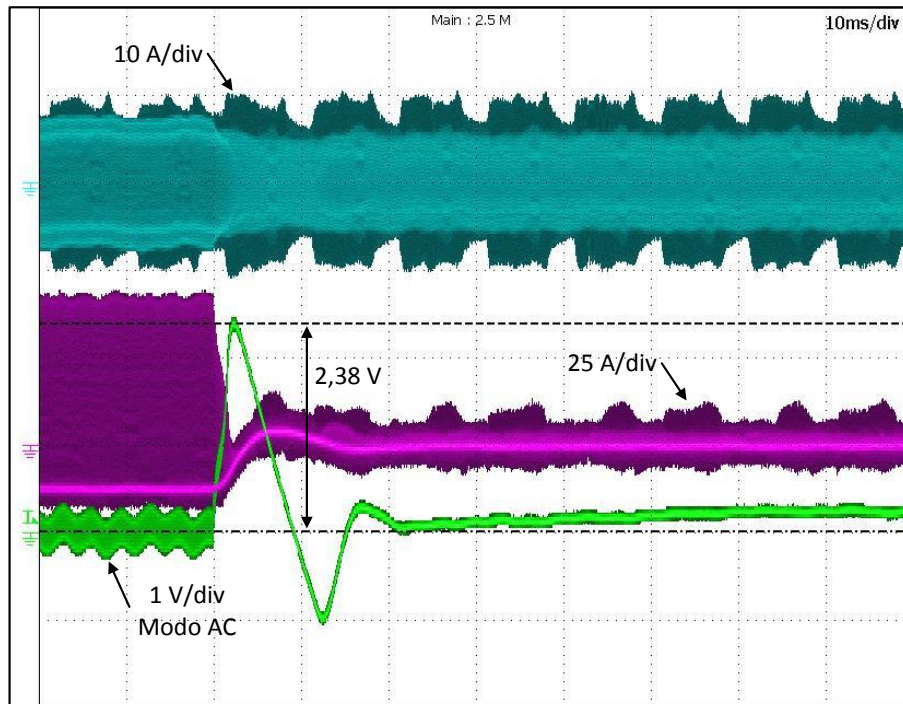


Figura 4.15: Cambio de carga a 60 V del 100 % al 4 %.

Se debe puntualizar que la curva verde (tensión de salida) se ha tomado en modo de captura “AC”, el cual no representa la componente continua de la señal muestreada. Por ese motivo, el valor en régimen permanente es cero. Además, no puede extrapolarse la dinámica representada a la real, pues la componente continua está presente en la señal real. Por otro lado, puesto que el cambio en la tensión es brusco (conteniendo componentes de alta frecuencia), puede aceptarse el valor de sobre-pico capturado. La señal de color fucsia es la corriente por una rama del rectificador, tomada con una sonda Rogowski, con la consiguiente pérdida de la componente continua. La señal azul es la corriente por el tanque resonante (la zona azul oscura se debe al





ruido inducido en las conmutaciones, siendo menos perceptible cuanto mayor es la corriente). Como se puede observar, la sobre-tensión es de 2,38 V, siendo menor a un 4 % respecto los 60 V de consigna. Ésto cumple las especificaciones presentadas en la Sección 3.1.

#### 4.3.4. Arranque del convertidor

En la etapa de arranque del convertidor, se debe cargar el conjunto de condensadores de salida. Esta evolución se inicia con una condición parecida a la de cortocircuito cuando éstos están totalmente descargados. Para evitar sobre-corrientes excesivas, se inicia la conmutación a 300 kHz y ciclo de trabajo cero. Entonces, se incrementa el ciclo de trabajo hasta el 50 %, manteniendo la frecuencia. En la fase final, se disminuye la frecuencia hasta la de resonancia de 200 kHz. Esta fase es crítica, pues la corriente es elevada, la frecuencia es elevada, y los semiconductores no conmutan en condición de ZVS. Este conjunto de eventos podría llegar a destruir los componentes.

En el prototipo construido, la primera fase de cambio del ciclo de trabajo se ejecuta en 25 ms. La segunda fase de cambio de frecuencia se produce en 18 ms. En consecuencia, la fase de arranque se ejecuta en 43 ms.

La Figura 4.16 muestra esta fase inicial con una carga de 15  $\Omega$ . En color azul se representa la corriente por el tanque resonante, en fucsia la corriente por una rama del rectificador y en verde la tensión de salida. Se puede ver una evolución aproximadamente lineal de la tensión de salida hasta alcanzar los 48 V. Se observa que la corriente por el tanque no está centrada en el cero en el transitorio, oscilando a su alrededor. Esto indica cierta componente continua de la corriente en esta fase, necesaria para cargar el condensador resonante. Puede verse, también, que el valor de pico de la corriente es algo mayor al estado estacionario (sin tener en cuenta el ruido generado por las conmutaciones, representado como un perfil discontinuo a 100 Hz de color azul oscuro), pero la forma de la corriente varía, variando su valor RMS. En cambio, la corriente circulante por el rectificador tiene un valor de sobre-pico mucho más elevado, siendo éste aproximadamente del 200 %. Éste valor es muy elevado, corroborando lo crítica que es esta fase. Los semiconductores del puente rectificador deben estar suficientemente sobre-dimensionados para poder realizar esta carga de los condensadores de salida.

#### 4.3.5. Rendimiento del convertidor y densidad de potencia

Uno de los objetivos principales de este proyecto es el montaje de una fuente de alimentación de alta eficiencia. Por este motivo, el rendimiento del convertidor es una característica importante a medir.

La Figura 4.17 muestra la eficiencia del convertidor fijando la tensión de salida a 48 V y variando la carga aplicada. Se aprecia que el rendimiento supera el 90 % a partir del 15 % de carga, llegando a un máximo superior al 95 % y manteniéndose aproximadamente constante alrededor del 93 %



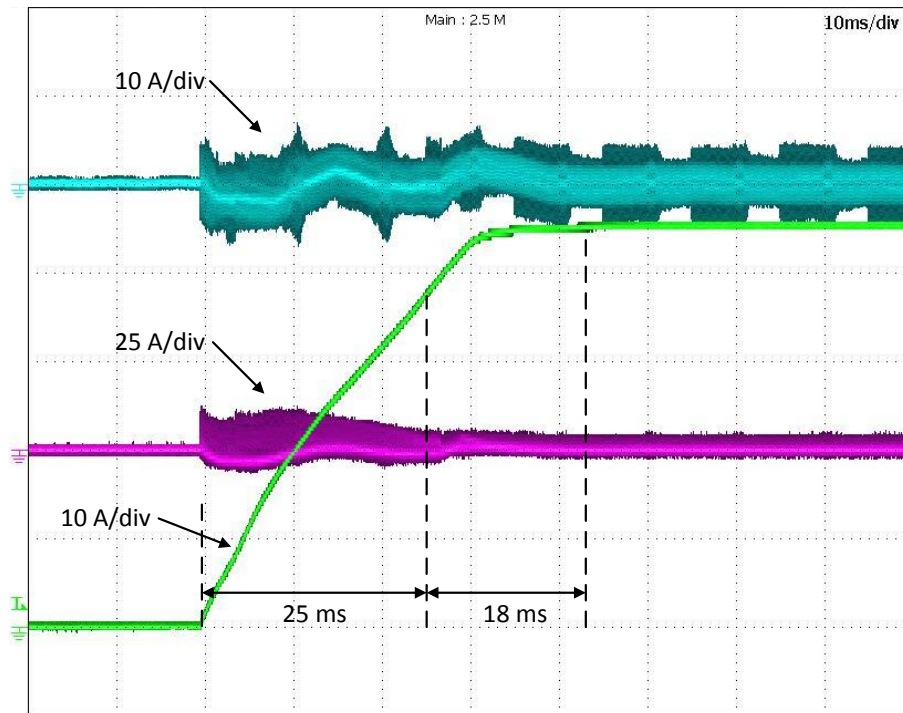


Figura 4.16: Arranque con tensión de entrada de 400 V y 15  $\Omega$  de carga.

para las demás cargas. La tipología resonante con tanque LLC ofrece una buena eficiencia para un gran rango de cargas, como se ha demostrado.

Otro factor importante para la evaluación del convertidor es la densidad de potencia obtenida, es decir, la potencia por unidad de volumen del prototipo. El convertidor total tiene una longitud de 350 mm y una anchura de 100 mm, con una altura de 55 mm. Es decir, el volumen es de 1925  $\text{cm}^3$ . La densidad de potencia obtenida es de 0,78  $\text{W}/\text{cm}^3$ . En comparación con las fuentes de alimentación utilizadas como referencia, éstas tienen una densidad de potencia entre 1,2 y 4  $\text{W}/\text{cm}^3$ . El prototipo construido se acerca a los comerciales, aunque denota una posible mejora del diseño para futuras versiones. La compacidad es fruto de la calidad del diseño, de la experiencia del ingeniero y de las iteraciones en sucesivas versiones del convertidor.

#### 4.3.6. Análisis térmico

Durante la realización de las pruebas, se ha observado la temperatura de los componentes del convertidor. Este estudio es necesario para evaluar el cálculo analítico presentado en los Anexos A, B y C, y detectar otros puntos térmicamente críticos.

Con ayuda de una cámara térmica, se ha tomado la imagen presentada en la Figura 4.18. Las condiciones de funcionamiento son: 400 V de entrada, 48 V de salida y una carga de 2,2  $\Omega$ . En esta situación, se detecta una temperatura máxima próxima a los 65  $^{\circ}\text{C}$  en el hilo de cobre más interno del transformador. Por otro lado, la inductancia externa se encuentra alrededor de 60  $^{\circ}\text{C}$ . Los radiadores del inversor muestran una temperatura cercana a los 48  $^{\circ}\text{C}$ , mientras que los



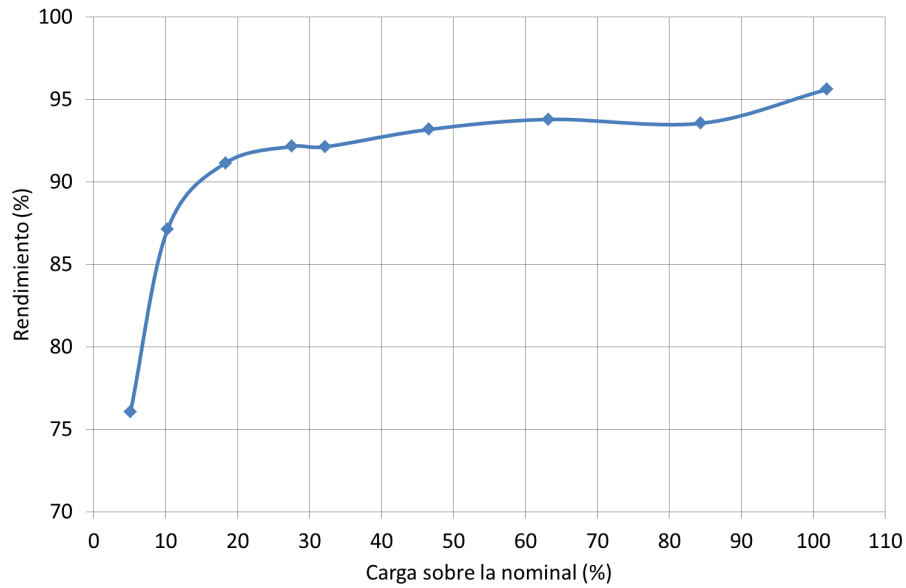


Figura 4.17: Curva de rendimiento a 48 V.

del rectificador se acercan a los 50 °C.

Cabe puntuar que, a máxima carga, la temperatura máxima alcanzada por el transformador ha sido de 90 °C en el mismo punto que la imagen anterior. Este valor es próximo al incremento de temperatura esperado, calculado en el Anexo A de 65 °C sobre la temperatura ambiente. Por otro lado, la inductancia alcanza los 71 °C, mientras que el cálculo analítico estimaba un incremento de 55 °C ~ 60 °C sobre la temperatura ambiente. De nuevo, la estimación es próxima a la realidad. Por otro lado, los radiadores del inversor llegan a los 52 °C, habiendo calculado una estimación de incremento respecto al ambiente de 39,6 °C en el Anexo C. En el caso del rectificador, se obtiene una temperatura máxima de 58 °C en la superficie del radiador. El cálculo analítico estimaba un incremento de temperatura de 46,5 °C. Se debe puntualizar que se han

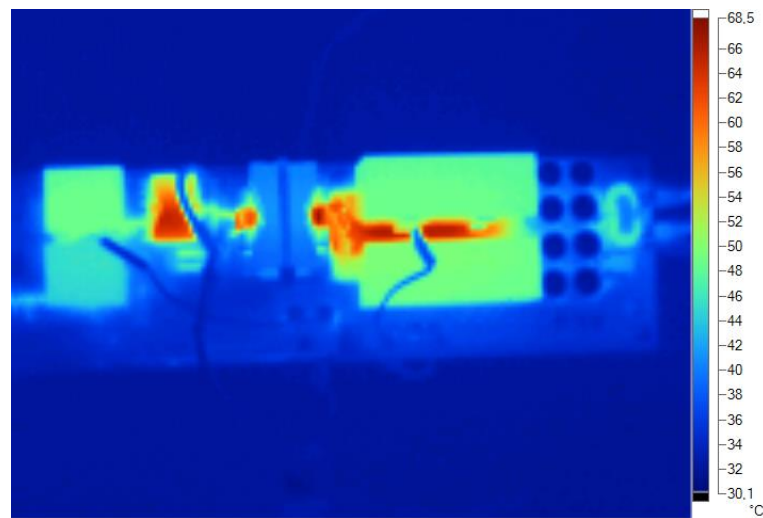


Figura 4.18: Análisis térmico del convertidor a 48 V y carga de 2,2 Ω.

estado utilizando ventiladores para refrigerar los *drivers* del inversor disminuyendo, a su vez, la temperatura de los radiadores. En menor medida, también ha podido disminuir la temperatura de los demás componentes del convertidor.

Es necesario destacar el sobre-calentamiento de los *drivers* del inversor, pues son los elementos más críticos convertidor. En la Figura 4.19 se muestra una imagen de una rama del inversor, con el *driver* trabajando con una temperatura de 60 °C en su empaquetamiento. Con ayuda de su hoja de datos ([16]), se estima la temperatura interna de la unión en 125 °C.

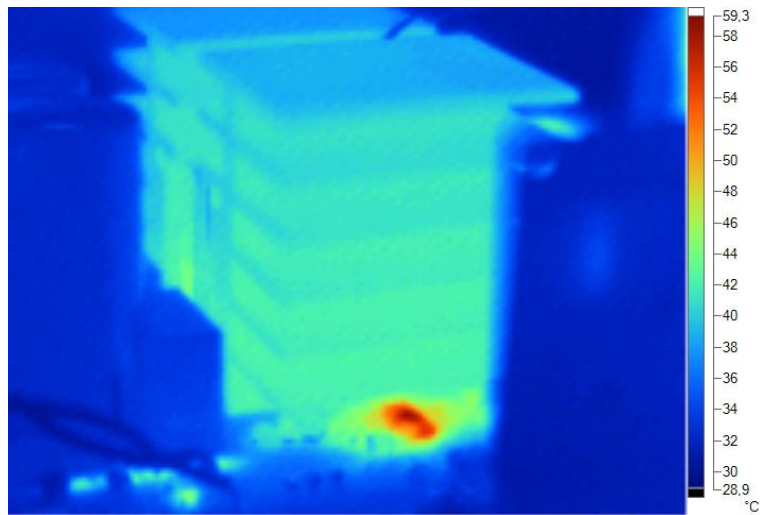


Figura 4.19: Análisis térmico del *driver* del inversor.

## Capítulo 5

# Estudio económico e impacto ambiental

### 5.1. Estudio económico

A continuación, se presenta el análisis económico realizado para el presente proyecto. Éste se organiza en tres partidas: recursos humanos, recursos materiales y recursos de I+D. Posteriormente, se muestra el presupuesto global.

#### 5.1.1. Recursos humanos

Los recursos humanos tienen en cuenta todas las horas invertidas en el proyecto, diferenciando las tareas que se han ido desarrollando. En la Tabla 5.1 se detallan los costes imputables a esta sección del presupuesto.

Tarea	Precio por hora [€/h]	Horas empleadas [h]	Coste [€]
Investigación	45,00	480	21600,00
Diseño conceptual	45,00	240	10800,00
Diseño del <i>hardware</i>	45,00	400	18000,00
Construcción del prototipo	30,00	160	4800,00
Programación y pruebas	45,00	800	36000,00
Redacción del proyecto	45,00	160	7200,00
Subtotal		2240	98400,00
IVA [21 %]			20664,00
Total			119064,00

Tabla 5.1: Costes de los recursos humanos.



### 5.1.2. Recursos materiales

En recursos materiales se consideran todos los componentes utilizados para la construcción del prototipo. En la Tabla 5.2 se muestran los costes de dicho material.

Concepto	Precio [€/u]	Cantidad	Coste [€]
Placa de potencia (FBLLC)	400,00	1	400,00
Placa de control (Sophie)	200,00	1	200,00
Componentes varios	100,00	1	100,00
Material para bobinado	50,00	1	50,00
Subtotal			750,00
IVA [21 %]			157,50
Total			907,50

Tabla 5.2: Costes de los recursos materiales.

### 5.1.3. Recursos I + D

En esta sección se consideran los programas utilizados para llevar a cabo el diseño conceptual y la programación, así como los equipos auxiliares necesarios para la elaboración del proyecto y el desarrollo de las pruebas necesarias. En la Tabla 5.3 se muestra dicho desglose de costes.

Concepto	Precio [€]	Amortización en	Tiempo de empleo	Coste [€]
Ordenador de mesa	200,00	5 años	1 año, 4 meses	53,33
Ordenador portátil	600,00	5 años	5 meses	50,00
Software de simulación	2000,00	5 años	1 año	400,00
Code Composer Studio	Gratuito			0,00
Programador JTAG	687,30	5 años	5 meses	57,28
Osciloscopio	6000,00	10 años	5 meses	250,00
Autotransformador	1300,00	10 años	5 meses	54,16
Estaciones de soldadura	1500	5 años	4 meses	100,00
Multímetro	143,16	5 años	6 meses	14,32
Total (IVA incluido)				979,10

Tabla 5.3: Costes de los recursos de I + D.

### 5.1.4. Coste total del proyecto

En la Tabla 5.4 se muestran los resultados del cálculo de costes detallados en los puntos anteriores. Además, se calcula el coste total, siendo ésta la suma de los tres puntos anteriores.



Concepto	Coste [€]
Recursos humanos	119064,00
Recursos materiales	907,50
Recursos I + D	979,10
Total	120950,60

Tabla 5.4: Coste total del proyecto.

## 5.2. Impacto ambiental

En los últimos años se han aprobado y propuesto varias leyes y directivas que pretenden mejorar la eficiencia energética de los productos. Con la mejora de ésta, se pretende luchar contra el cambio climático, mejorar la seguridad energética, contribuir a la consecución de los objetivos de Lisboa y reducir los costes en la Unión Europea, como se explica y detalla en [25]. Los estados miembros de la Unión Europea se han comprometido a reducir en un 20 % el consumo de energía primaria para el año 2020. El presente proyecto apoya el compromiso “20-20-20”, pues pretende desarrollar una tipología de convertidor de gran eficiencia.

Por otro lado, la Directiva 85/377/CE del 27 de Junio de 1985 de Evaluación del Impacto Ambiental define el impacto ambiental como el mecanismo clave para evitar el deterioro del medio ambiente en vez de actuar *a posteriori* para restaurarlo, lo cual no siempre es posible. Para conseguir este propósito, se ha tenido en cuenta la Directiva RoHS que se describe a continuación.

### Directiva RoHS

La Directiva 2002/95/CE de restricción de ciertas sustancias peligrosas en aparatos eléctricos i electrónicos, (RoHS, del inglés, Restriction of Hazardous Substances), fue aprobada en Febrero de 2003 por la Unión Europea y entró en vigor el 1 de Junio de 2006. Ésta restringe el uso de seis materiales peligrosos en la fabricación de diferentes tipos de aparatos eléctricos y electrónicos que son: plomo, mercurio, cadmio, cromo VI, PBB (polibromobifenilos) y PBDE (polibromodifenil éter).

Los componentes del prototipo elaborado en este proyecto cumplen con la normativa RoHS y las soldaduras se han realizado con estaño con baja concentración de plomo.







# Conclusiones

En el presente proyecto se ha estudiado, diseñado y construido un prototipo de convertidor resonante LLC con tecnología *soft-switching*. En su proceso, se han descrito otras tipologías de alta eficiencia y se ha justificado la selección de este tipo de convertidor.

Posteriormente, se ha planteado una metodología de diseño mediante la aproximación al primer armónico (FHA) y se han validado mediante herramientas de simulación. El diseño ha comprendido tanto los elementos inductivos como las placas de circuito impreso de potencia y de control. Además, se han realizado pruebas al convertidor para comprobar la validez de los modelos utilizados y el funcionamiento de éste.

Se ha desarrollado un código en lenguaje C para el control del convertidor mediante un microcontrolador del fabricante Texas Instruments. Se ha cerrado el lazo de tensión de salida.

Finalmente, se ha realizado un análisis económico de los costes del proyecto y se han presentado directivas que promueven la eficiencia energética y la reducción del impacto ambiental.

Las conclusiones a las que se ha llegado tras este trabajo se citan a continuación:

- Se ha cumplido el objetivo de construir un prototipo funcional de una fuente de alta eficiencia, concretamente, un convertidor resonante con tanque LLC. Se han realizado pruebas al convertidor, verificando su funcionamiento y cumplimiento de las especificaciones deseadas. Cabe destacar un rendimiento medio superior al 93 % para cargas superiores al 15 % de la nominal. Se ha conseguido un rendimiento máximo de 95,8 % a máxima carga.
- Se ha aprendido a diseñar, construir y analizar componentes inductivos, y realizar la selección de radiadores. Se han corroborado las aproximaciones de temperatura de los elementos de forma analítica.
- Se ha desarrollado un control de tensión en lazo cerrado con modulación frecuencial, junto con sus complicaciones intrínsecas. En este proceso, se ha reforzado el conocimiento sobre la programación en lenguaje C y los microprocesadores.
- Se han adquirido conocimientos sobre el diseño de placas de circuito impreso tanto de electrónica de potencia, como de control. Paralelamente, se han aprendido y aplicado técnicas para mejorar la compatibilidad electromagnética (EMC), dando buenos resultados durante el funcionamiento.





## Futuras líneas de trabajo

A continuación, se proponen futuras líneas de trabajo que se han planteado en el transcurso proyecto:

- En el presente proyecto, se ha diseñado la etapa DC/DC del convertidor. Los convertidores comerciales de esta tipología incluyen una etapa previa de corrección del factor de potencia (PFC), la cual sería interesante desarrollar.
- Viendo el rizado de 300 Hz en la tensión de salida, se propone implementar un controlador más rápido, teniendo en cuenta las sobre-corrientes implicadas. Además, existen controladores y algoritmos más adecuados para mejorar las prestaciones del convertidor. Como ejemplo, se encuentra especialmente interesante el control mediante la trayectoria óptima (OTC). En [26] se encuentra una descripción de este método de control.
- Puesto que se ha implementado el *hardware* correspondiente para aplicar la rectificación síncrona, sería de gran interés probarlo y ponerlo en funcionamiento. Además, comparar la eficiencia del convertidor respecto al uso de diodos.
- Para poder comercializar el convertidor, sería necesario encerrarlo en una carcasa metálica, hecho que afectaría a la refrigeración. Se podría realizar un análisis térmico mediante un programa de elementos finitos y un modelo tridimensional de la placa. Por otro lado, debería realizarse el diseño del encapsulado.





# Agradecimientos

El autor quiere agradecer al centro CITCEA-UPC la posibilidad de desarrollar este proyecto tan interesante en sus instalaciones. La formación recibida tiene un valor incalculable.

Con especial mención, agradecer al tutor del proyecto Gabriel Gross el conocimiento transmitido, las horas dedicadas y el apoyo moral desde el inicio del proyecto hasta su presentación. Su mentalidad innovadora y progresista mezclada con estabilidad y experiencia, ha hecho que este proyecto tirara para adelante y me hiciera sentir orgulloso cada día.

Además, remarcar el soporte recibido por todos los compañeros del centro, especialmente los del área de Mecatrónica de la planta -1. Sus ideas, sus críticas y sus ánimos me han hecho seguir aprendiendo y crecer como persona. Entre ellos, debería nombrar a Carlos Miguel, el cual ha estado al lado mío desde mis inicios en el CITCEA-UPC. Mencionar también a Pau Sala, tutor en mis primeros pasos por el centro.

Agradecer, cariñosamente, el apoyo recibido por parte de la familia, particularmente padres y hermano. A mi padre, Josep M<sup>a</sup>, por tener paciencia infinita para mostrarme sus conocimientos generales y sin el cual no habría recibido la motivación de empezar estos estudios. A mi madre, Tensi, por apoyarme siempre en todas las etapas de los estudios y no permitir que fracasara. Finalmente, a mi hermano, por ser quien me hace reír y me acompaña en esos momentos de desconexión tan necesarios.

Finalmente, recordar y agradecer a los amigos, cuyas opiniones me han guiado durante los estudios en esta universidad y durante la realización del proyecto.



# Bibliografía

- [1] Robert W. Erickson Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics, Second Edition*. Kluwr Academic Publishers, 2 edition, 2001. 25
- [2] Milan M. Jovanovic. International journal electronics. 77:18, 1994. 28, 34
- [3] Dianbo Fu. Topology investigation and system optimization of resonant converters. page 211, 2010. 29
- [4] Dhaval Dalai Texas Instruments. Design considerations for active clamp and reset technique. 2001. 34
- [5] Bill Andreyckak Texas Instruments. Active clamp and reset technique enhances forward converter performance. page 19, 1994. 34
- [6] Microchip. Switch mode power supply (smcs) topologies (part i). page 48, 2007. 37
- [7] Dariusz Czarkowski Marian K. Kazimierczuk. *Resonant power converters*. John Wile & Sons, INC., 1995. 38
- [8] Hong Huang. Designing an llc resonant half-bridge power converter. 38, 47, 48, 49, 63
- [9] Department of Electrical Computer and University of Colorado Energy Engineering. Resonant and soft switching techniques in power electronics chapter2. 38
- [10] Microchip. Digital compensator design for llc resonant converter. page 28, 2012. 38, 39
- [11] Bo Yang. Topology investigation of front end dc-dc power conversion for distributed power system, chapter 4. page 48, 2003. 47
- [12] Power Integrations. Application note an-55 hiperlcs family. page 34, 2011. 51
- [13] Microchip. Dc-dc llc reference design using the dspic dsc. 2010. 54, 76
- [14] Marian K. Kazimierczuk. *High-frequency magnetic components*. Wiley, 2009. 65, 99
- [15] *STMicroelectronics STP16N65M5 N-channel 650 V, 12 A Power MOSFET*. 69, 112
- [16] *International Rectifier IR2181(4)(S) & (PbF) High and Low side driver*. 69, 86



- [17] Laszlo Balogh Texas Instruments. Design and application guide for high speed mosfet gate drive circuits. page 37. 69
- [18] *Panasonic Metallized Polypropylene Film Capacitors Type ECWH(A)*. 70
- [19] *IXYS DSSK50-015A Power Schottky Rectifier with common cathode*. 70
- [20] *Allegro ACS758xCB Hall EffectCurrent Sensor*. 70
- [21] *AvagoACPL-064L Optocoupler*. 71
- [22] *Avago ACPL-C87B Isolated voltage sensor*. 71
- [23] *Allegro ACS712 Hall Effect Current Sensor*. 71
- [24] *TMS320F28069, TMS320F28068, TMS320F28067, TMS320F28066 TMS320F28065, TMS320F28064, TMS320F28063, TMS320F28062 Piccolo Microcontrollers*. 71
- [25] European Union legislation summary. [http://ec.europa.eu/resource-efficient-europe/index\\_en.htm](http://ec.europa.eu/resource-efficient-europe/index_en.htm). 89
- [26] Weiyi Feng. State-trajectory analysis and control of llc resonant converters. page 217, 2013. 93
- [27] Colonel William T. McLyman. *Transformer and Inductor Design Handbook*. Dekker, 1978. 99
- [28] *TDK ferrite cores*. 103, 105
- [29] *TDK ferrite materials*. 103, 105
- [30] *Epcos PQ 32-20*. 109
- [31] *N97 Epcos ferrite material*. 109, 110
- [32] ST Microelectronics. An604 calculation of conduction losses in a power rectifier. page 12, 2011. 114
- [33] Fischer Elektronik SK-481. [http://www.fischerelektronik.de/web\\_fischer/en\\_GB/heatsinks/A03/Extruded %20retaining %20spring/PR/SK481\\_/\\$productCard/parameters/index.xhtml](http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/en_GB/heatsinks/A03/Extruded%20retaining%20spring/PR/SK481_/$productCard/parameters/index.xhtml). 114





## Anexo A

# Diseño del transformador

A continuación, se presenta la metodología utilizada para el diseño del transformador. Como se ha indicado en la Sección 3.2, el proceso a realizar no es el común. La diferencia esencial es que, para el convertidor resonante, la inductancia magnetizante debe tener un valor conocido y concreto. Por este motivo, los cálculos necesarios deben ser re-ordenados. Las ecuaciones utilizadas se han extraído de [14] y [27]. Se ha tratado de reducir al máximo las pérdidas de éste para maximizar la eficiencia del convertidor, pero no ha sido el único criterio, pues el tamaño ha sido también considerado.

En la Sección A.1 se desarrolla la metodología de diseño, presentando las ecuaciones utilizadas. Seguidamente, en A.2 se presentan los cálculos para el caso particular de este proyecto. Como en otros procesos de diseño, éste requiere iteraciones. Puede ser necesario variar los parámetros de diseño, las dimensiones del núcleo o, quizá, el tipo de núcleo. Aquí se presenta únicamente el cálculo de los elementos definitivos.

### A.1. Metodología de diseño del transformador

Previamente, es necesario conocer las variables de entrada para empezar el cálculo. Las necesarias para el dimensionamiento del transformador se presentan en la Tabla A.1. Durante el desarrollo de éste se determinan otros parámetros, los cuales se explicarán en este punto y en A.2.

Durante todo el proceso de diseño, se supone que el transformador tiene solo una salida, es decir, no se tiene en cuenta el punto medio. Una vez realizado el cálculo, la segunda salida tendrá las mismas características y se deberá bobinar en el sentido adecuado según la convención representada en la Figura 3.3.

Con estos datos, se procede al cálculo de las espiras necesarias en el primario y secundario del transformador. El fabricante proporciona información acerca del valor del factor de inductancia  $A_L$  respecto al espaciado entre ferritas, denominado entrehierro (*air-gap*). Este factor puede ser utilizado, pues se supone que la inductancia resultante es sólo magnetizante al abrir el



Variables de entrada		
Tensión del primario	$V_p$	[V]
Tensión del secundario	$V_s$	[V]
Corriente por el primario	$I_{rms,p}$	[A]
Corriente por el secundario	$I_{rms,s}$	[A]
Inductancia magnetizante	$L_m$	[H]
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	[Hz]
Densidad de corriente	$J$	[A/mm <sup>2</sup> ]
Factor de llenado	$K_u$	[pu]

Tabla A.1: Variables de entrada necesarias para el diseño.

secundario. Dicho de otro modo, sería como estar diseñando un inductor. En caso de poseer la ferrita a utilizar, pueden realizarse pruebas para extraer el factor de inductancia para varios entrehierros. Escogiendo un valor inicial para el entrehierro, se calcula

$$N_p = \sqrt{L_m/A_L} \quad (\text{A.1})$$

Conociendo la relación de transformación mediante la ecuación 2.21, se calculan las vueltas del bobinado secundario

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (\text{A.2})$$

Puesto que el número de vueltas del secundario es menor que el del primario, será el del secundario el que se redondeará hasta el siguiente número entero de vueltas. De nuevo, deberá calcularse el número de vueltas del primario  $N_p = nN_s$  y redondear de nuevo este valor. Finalmente, la relación de transmisión resultante será  $n = N_p/N_s$ .

El próximo paso es comprobar la densidad de flujo máximo de trabajo  $B_{pk}$  y compararlo con el de saturación proporcionado por el fabricante. Se calcula

$$B_{pk} = SF \frac{nV_{o,max}}{N_p K_f f_{sw} A_e} \quad (\text{A.3})$$

siendo  $SF$  un factor de seguridad alrededor de 1,1;  $K_f$  un factor de forma de la tensión (4 si es cuadrada y 4,44 si es sinusoidal);  $f_{sw}$  la frecuencia de la tensión, que coincide con la de conmutación; y  $A_e$  la área efectiva del núcleo.

Algunos fabricantes proporcionan ecuaciones alternativas para obtener la densidad de flujo. Debe seleccionarse el resultado más crítico, dando preferencia al del fabricante en caso de duda. Puesto que el valor inicial de entrehierro se ha escogido sin un criterio definido, puede ser necesario ajustarlo una vez construido.



A continuación, se dimensiona el cobre necesario para cada bobinado. Inicialmente, se calcula el diámetro del área efectiva. Éste es limitado por el efecto pelicular (*skin*), pues éste reduce la sección efectiva del cobre a causa de la frecuencia del corriente circulante. Por este motivo, se define la profundidad del efecto pelicular

$$\delta \approx 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f_{sw}}} \quad (\text{A.4})$$

donde  $\rho$  es la resistividad del conductor,  $1,72 \times 10^{-8}$  en el caso del cobre;  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa del medio, la cual es unitaria en el caso del aire;

Una vez conocida la profundidad del efecto pelicular, se calcula el diámetro del conductor, siendo éste menor al doble de la profundidad para aprovechar al máximo la sección.

$$d_{st} < 2\delta \quad (\text{A.5})$$

Puesto que el convertidor trabaja a alta frecuencia, es muy probable que sea necesario el uso de hilo de Litz o chapa fina de cobre. Suponiendo una densidad de corriente  $J$  y una corriente por bobinado  $I_{rms}$ , se calcula la sección necesaria

$$S_{cu} = \frac{I_{rms}}{J} \quad (\text{A.6})$$

El número de filamentos conductores en el caso del hilo de Litz, será

$$St = \frac{S_{cu}}{S_{st}} = \frac{4S_{cu}}{\pi d_{st}^2} \quad (\text{A.7})$$

Este cálculo debe realizarse para el bobinado primario y secundario. Una vez conocida la sección de cobre utilizada, debe comprobarse que éste podrá caber en la ventana del núcleo magnético. Teniendo en cuenta las dimensiones del núcleo y del carrete de bobinado, se puede encontrar el área de la ventana  $A_w$ . Además, debe considerarse un factor de llenado  $K_u$ , puesto que el empaquetamiento entre hilos no es perfecto y existen huecos de aire. Un factor de compacidad máximo en bobinado manual sería del 70 %. En el caso del hilo de Litz, debe tenerse en cuenta el diámetro exterior, pues el propio envoltorio aumenta la superficie ocupada. Por consiguiente

$$A_w > \frac{1}{K_u} (St_p S_{st,p} N_p + 2 \times St_s S_{st,s} N_s) \quad (\text{A.8})$$

En caso que no se cumpla esta condición, deberían rehacerse los cálculos anteriores con nuevos parámetros.

El último paso es calcular las pérdidas esperadas. Éstas pueden diferenciarse entre pérdidas en el cobre por efecto Joule y pérdidas en el núcleo por el ciclo de histéresis. En el primer caso, se calcula la resistencia del bobinado primario mediante



$$R_{cu,p} = \rho_{cu} \frac{N_p MTL}{S_{cu}} \quad (A.9)$$

donde MTL es la longitud media de una vuelta, la cual es proporcionada por el fabricante del carrete. Debe realizarse el mismo cálculo para el bobinado secundario.

Conocida la resistencia, la potencia de pérdidas en el cobre se calcula

$$P_{cu} = P_{cu,p} + P_{cu,s} = R_{cu,p} I_{rms,p}^2 + 2 \times R_{cu,s} I_{rms,s}^2 \quad (A.10)$$

Para el calculo de las pérdidas en el núcleo, se parte de las pérdidas volumétricas de éste. Éstas se representan mediante la ecuación de Steinmetz

$$p_{fe} = k f_{sw}^a B^b \quad (A.11)$$

donde  $k$ ,  $a$  y  $b$  son constantes que dependen del material del núcleo. El fabricante suele dar estas constantes o, en su defecto, un gráfico con varias curvas. Tomando tres puntos de estas curvas, pueden extraerse los tres parámetros de la ecuación. Este cálculo debe realizarse en las peores condiciones, asegurando el correcto funcionamiento en cualquier otra situación. Las pérdidas totales del núcleo resultan

$$P_{fe} = p_{fe} Vol_{fe} \quad (A.12)$$

siendo  $Vol_{fe}$  el volumen del núcleo. Entonces, las pérdidas totales del transformador se consideran

$$P_{tr} = P_{cu} + P_{fe} \quad (A.13)$$

El rendimiento del transformador se estima

$$\eta_{tr} = \frac{P_s}{P_s + P_{cu} + P_{fe}} \quad (A.14)$$

Finalmente, el incremento de temperatura previsto se calcula

$$\Delta T_{tr} = A \left( \frac{P_{tr}}{A_{ext}} \right)^B \quad (A.15)$$

donde  $A$  y  $B$  son constantes; y  $A_{ext}$  es la superficie exterior del núcleo en contacto con el aire. Esta ecuación puede ser útil en caso de suponer que la disipación térmica se realiza únicamente por el núcleo, y nada por el bobinado. En el presente proyecto, el fabricante del núcleo proporciona una curva potencia disipada - incremento de temperatura. Se utilizará el valor de la tabla para aproximar el incremento de temperatura aproximado y comprobar la idoneidad del diseño.



## A.2. Cálculo del transformador definitivo

Una vez se han realizado varias iteraciones variando los parámetros, dimensiones y tipos de núcleo, se presenta el cálculo del diseño definitivo. Los datos de entrada se presentan en la Tabla A.2.

Variables de entrada		
Tensión del primario	$V_p$	400 V
Tensión del secundario	$V_s$	48 V $\sim$ 60 V
Corriente por el primario	$I_{rms,p}$	5,99 A
Corriente por el secundario	$I_{rms,s}$	28,3 A
Inductancia magnetizante	$L_m$	132,0 $\mu H$
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	120 kHz $\sim$ 300 kHz
Densidad de corriente	$J$	4 A/mm <sup>2</sup>
Factor de llenado	$K_u$	0,7

Tabla A.2: Variables de entrada del convertidor para el diseño del transformador.

El núcleo seleccionado es una ferrita PQ 50/50, de material PC95 del fabricante TDK (hoja de características en [28] y [29]). Las características de éste se describen en la Tabla A.3.

Ferrita PQ 50/50 PC95		
Flujo de saturación	$B_{sat}$	420 mT
Área efectiva	$A_e$	328 mm <sup>2</sup>
Volumen	$Vol_{fe}$	37200 mm <sup>3</sup>
Longitud media de vuelta	$MTL$	104,1 mm
Área de la ventana	$A_w$	320 mm <sup>2</sup>

Tabla A.3: Características de la ferrita PQ 50/50 PC95.

A continuación, se realiza el cálculo del número de espiras. El factor de inductancia se extrae de la hoja de características. Se supone un entrehierro  $g$  inicial de 1 mm.

$$A_L = 471,79g^{-0,789} = 471,79 \cdot 1^{-0,789} = 471,79 \text{ nH}/N^2 \quad (\text{A.16})$$

$$N_p = \sqrt{\frac{132,0 \mu H}{471,79 \times 10^{-3} \mu H/N^2}} = 16,73 \text{ espiras} \quad (\text{A.17})$$

$$N_s = \frac{16,73}{8,33} = 2,01 \rightarrow 3 \text{ espiras} \quad (\text{A.18})$$

$$N_p = 3 \cdot 8,33 = 24,99 \rightarrow 26 \text{ espiras} \quad (\text{A.19})$$



Se han seleccionado 3 vueltas para el bobinado secundario porque, tras varios cálculos, las pérdidas en el núcleo eran excesivas para dos espiras. En el caso del primario, se han seleccionado 26 vueltas para asegurar el funcionamiento en la zona de frecuencias entre  $f_{sw,min}$  y  $f_r$ . La relación de transmisión resultante es 8,67. Para confirmar este diseño, es necesario comprobar la densidad de flujo máxima, debiendo ser menor a la de saturación. Se establece un factor de seguridad del 10 %. El factor de forma  $K_f$  es 4, pues la tensión es cuadrada. Además, el flujo máximo se produce a mínima frecuencia y máxima tensión de salida.

$$B_{pk} = 1,1 \cdot \frac{8,67 \cdot 60}{26 \cdot 4 \cdot 120000 \cdot 328 \times 10^{-6}} = 0,140 \text{ mT} \quad (\text{A.20})$$

Esta densidad de flujo es lejana a la de saturación, permitiendo asegurar el buen funcionamiento de este diseño.

Seguidamente, se procede a calcular el bobinado necesario para el primario y el secundario. La profundidad del efecto pelicular es

$$\delta \approx 503 \sqrt{\frac{1,72 \times 10^{-8}}{1 \cdot 300000}} = 0,12 \text{ mm} \quad (\text{A.21})$$

El diámetro del filamento debe ser menor a 0,24 mm. Debido a la disponibilidad en el centro CITCEA-UPC, se ha seleccionado un hilo de Litz de 75 filamentos de 0,2 mm de diámetro. Este hilo será el utilizado en el primario y en el secundario. El cálculo de los conductores necesarios para el primario y para el secundario, se presentan a continuación.

$$S_{cu,p} = \frac{5,99 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} = 1,50 \text{ mm}^2 \quad (\text{A.22})$$

$$St_p = \frac{4 \cdot 1,50}{\pi 0,2^2} \approx 48 \text{ filamentos} \quad (\text{A.23})$$

$$S_{cu,s} = \frac{28,3 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} = 7,08 \text{ mm}^2 \quad (\text{A.24})$$

$$St_s = \frac{4 \cdot 7,08}{\pi 0,2^2} \approx 226 \text{ filamentos} \quad (\text{A.25})$$

Hechos estos cálculos, se decide utilizar un sólo hilo para el primario, mientras que se utilizan tres en paralelo para cada bobinado del secundario. Para el cálculo de la ventana ocupada por los bobinados, se utiliza el diámetro exterior del recubrimiento del hilo de Litz, el cual es de 2,45 mm.

$$320 \text{ mm}^2 > \frac{1}{0,74} \pi 2,45^2 (1 \cdot 26 + 2 \times 3 \cdot 3) = 207,4 \text{ mm}^2 \quad (\text{A.26})$$



La condición del factor de llenado se cumple, validando el diseño. El factor obtenido es de 0,65.

A continuación, se calculan las pérdidas en el cobre. Para ello, se calcula previamente la resistencia estimada

$$R_{cu,p} = 1,72 \times 10^{-8} \frac{26 \cdot 0,1041 \cdot 4}{75 \cdot \pi \cdot 0,0002^2} = 19,76 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.27})$$

$$R_{cu,s} = 1,72 \times 10^{-8} \frac{3 \cdot 0,1041 \cdot 4}{3 \times 75 \cdot \pi \cdot 0,0002^2} = 0,76 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.28})$$

Las pérdidas por efecto Joule en el cobre son

$$P_{cu} = 0,01976 \cdot 5,99^2 + 2 \times 0,00076 \cdot 28,3^2 = 1,93 \text{ W} \quad (\text{A.29})$$

Se ha extraído la ecuación de Steinmetz para el material PC95 [29] a 120 kHz, aproximadamente.

$$p_{fe} = 2,27116 \times 10^{-10} \cdot 140^{2,75647} = 1,87 \times 10^{-4} \text{ W/mm}^3 \quad (\text{A.30})$$

La potencia perdida debida al núcleo resulta

$$P_{fe} = 1,87 \times 10^{-4} \cdot 37200 = 6,96 \text{ W} \quad (\text{A.31})$$

La potencia total perdida en el transformador es de 8,89 W. El rendimiento se estima

$$\eta_{tr} = \frac{1500}{1500 + 8,89} \times 100 = 99,4\% \quad (\text{A.32})$$

Según la tabla presentada en [28], el incremento de temperatura esperado es de 65°C sobre la temperatura ambiente, aproximadamente.

Una vez construido el transformador, ha sido necesario aumentar el entrehierro hasta 1,5 mm para conseguir la inductancia magnetizante deseada.







## Anexo B

# Diseño del inductor externo

Para el diseño del inductor pueden seleccionarse varios criterios. En este caso, se han tratado de minimizar las pérdidas. Paralelamente, se han tenido en cuenta las dimensiones, tratando de reducirlas tanto como sea posible. El método presentado a continuación debe ser iterado para encontrar el diseño adecuado para la aplicación.

### B.1. Metodología de diseño del inductor externo

A continuación, se presenta la metodología utilizada para diseñar el inductor del presente proyecto. Se ha seleccionado el criterio de optimizar las pérdidas. Por ello, se debe encontrar el valor óptimo de espiras que minimizan las pérdidas en el cobre y en el núcleo.

La optimización no puede realizarse en todo el rango de trabajo del inductor. Por este motivo, se debe seleccionar la corriente  $I_{opt}$  y frecuencia  $f_{opt}$  a optimizar. Entonces, la densidad de flujo  $B_{opt}$  correspondiente se define

$$B_{opt} = \frac{LI_{opt}}{N_{opt}A_e} \quad (B.1)$$

siendo  $L$  la inductancia deseada;  $N_{opt}$  el número de espiras a optimizar; y  $A_e$  la sección efectiva del núcleo.

Las pérdidas globales en el inductor se pueden separar en las del cobre  $P_{cu}$  y las del núcleo  $P_{fe}$ . Las primeras son generadas por efecto Joule, mientras que las segundas son debidas a la histéresis. Éstas se pueden aproximar con la ecuación de Steinmetz, presentada en A.11.

Para representar las pérdidas dependientes del número de espiras, se encuentra la resistencia de una sola espira

$$R_{cu,1} = \rho_{cu} \frac{MTL}{S_{cu}} \quad (B.2)$$



siendo  $\rho_{cu} = 1,72 \times 10^{-8}$  la resistividad del cobre;  $MTL$  la longitud media de una vuelta, proporcionada por el fabricante del carrete; y  $S_{cu}$  la sección de cobre.

La siguiente ecuación presenta las dos orígenes de pérdidas conjuntamente.

$$P_{diss} = N_{opt} R_{cu,1} I_{opt}^2 + Vol_{fe} K f_{opt}^a B_{opt}^b \quad (B.3)$$

siendo  $Vol_{fe}$  el volumen del núcleo; y  $K, a, b$  constantes proporcionadas por el fabricante del núcleo mediante valores o gráficos.

Derivando la ecuación B.3 respecto a  $N_{opt}$  e igualándola a cero, se obtiene

$$N_{opt} = \left( \frac{Vol_{fe} K f_{opt}^a b \left( \frac{L I_{opt}}{A_e} \right)^b}{R_{cu,1} I_{opt}^2} \right)^{\frac{1}{b+1}} \quad (B.4)$$

Las unidades son:  $Vol_{fe}$  [ $m^3$ ],  $f_{opt}$  [ $kHz$ ],  $L$  [ $\mu H$ ],  $I_{opt}$  [ $A$ ],  $A_e$  [ $m^2$ ] y  $R_{cu,1}$  [ $\Omega$ ].

Mediante las ecuaciones B.1 y B.3, deben calcularse la densidad de flujo para  $N_{opt}$  y las pérdidas. Si alguno de los dos no son aceptables, deberá reiniciarse el diseño. Por otro lado, es necesario conocer el máximo número de vueltas permitido por la ventada del núcleo, dado un hilo con sección  $S_{st}$

$$N_{w,max} = K_u \frac{A_w}{S_{st}} \quad (B.5)$$

donde  $K_u$  es el factor de llenado; y  $A_w$  es el área de la ventana de bobinado.

A continuación, el entrehierro  $g$  es calculado mediante

$$g = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L} \quad (B.6)$$

siendo  $N$  el número de espiras seleccionado; y  $\mu_0$  la permeabilidad magnética del vacío (aire).

El siguiente paso es seleccionar el hilo conductor. Para ello, se siguen los mismos pasos descritos en A.1. Posteriormente, se realiza el cálculo de las pérdidas en la peor situación. El cálculo para el incremento de temperatura puede realizarse mediante la ecuación A.15 o con datos proporcionados por el fabricante.

En la siguiente sección se presentan los cálculos realizados para el diseño del inductor externo.

## B.2. Cálculo del inductor externo

Los datos de entrada necesarios para el dimensionamiento se presentan en la Tabla B.1.



Variables de entrada		
Inductancia	$L_s$	17,9 $\mu H$
Corriente máxima	$I_{rms,max}$	5,99 A
Corriente pico máxima	$I_{pk,max}$	9,20 A
Corriente óptima	$I_{opt}$	5 A
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	120 kHz $\sim$ 300 kHz
Frecuencia óptima	$f_{opt}$	130 kHz
Factor de llenado	$K_u$	0,7

Tabla B.1: Variables de entrada del convertidor para el diseño del inductor externo.

Ferrita PQ 32/20 N97		
Flujo de saturación	$B_{sat}$	410 mT
Área efectiva	$A_e$	154,2 mm <sup>2</sup>
Volumen	$Vol_{fe}$	7460 mm <sup>3</sup>
Longitud media de vuelta	$MTL$	66 mm
Área de la ventana	$A_w$	47 mm <sup>2</sup>
Constante de Steinmetz	$k$	0,001654
Constante de Steinmetz	$a$	1,254
Constante de Steinmetz	$b$	2,533

Tabla B.2: Características de la ferrita PQ 32/20 N97.

El núcleo seleccionado tras varias iteraciones es una ferrita PQ 32/20 de material N97 de Epcos ([30], [31]). Sus características se describen en la Tabla B.2.

Inicialmente, se calcula la resistencia del cobre por vuelta. Puesto que las condiciones de corriente son las mismas que en el primario del transformador, se ha seleccionado el mismo hilo de Litz de 75 filamentos de 0,2 mm de diámetro cada uno.

$$R_{cu,1} = 1,72 \times 10^{-8} \frac{4 \cdot 0,066}{75 \cdot \pi 0,0002^2} = 4,82 \times 10^{-4} \Omega \quad (B.7)$$

Mediante la ecuación B.4, el número de vueltas para optimizar las pérdidas es de 14,15 espiras. El diámetro exterior del hilo de Litz seleccionado es de 2,54 mm. Entonces, el máximo número de vueltas bobinables es

$$N_{w,max} = 0,7 \frac{47 \cdot 4}{\pi \cdot 2,54^2} = 6,49 \rightarrow 6 \quad (B.8)$$

Se selecciona 6 espiras. En este caso, no se puede alcanzar el número de espiras óptimo por falta de espacio físico. La Figura B.1 representa la curva de pérdidas dependiendo de las generadas en el cobre y en el núcleo.



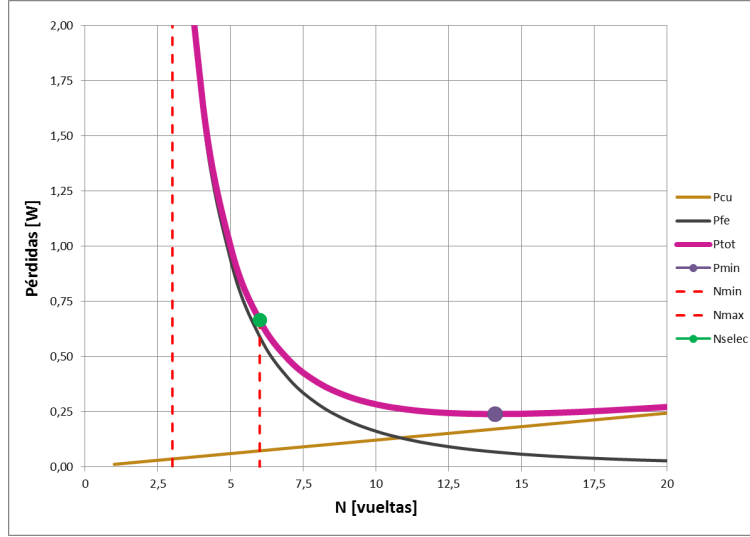


Figura B.1: Pérdidas en el inductor.

El entrehierro necesario es

$$g = \frac{6^2 \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 154,2}{17,9} \cdot 1000 = 0,39 \text{ mm} \quad (\text{B.9})$$

La densidad de flujo máxima con esta configuración es

$$B_{pk} = \frac{17,9 \cdot 9,2}{6 \cdot 154,2} = 0,178 \text{ T} \quad (\text{B.10})$$

Se observa que está alrededor del 43% de la densidad de flujo de saturación, asegurando el correcto funcionamiento.

Como se ha descrito anteriormente, se selecciona el mismo hilo conductor que el primario del transformador, pues las condiciones de corriente y frecuencia son las mismas. El siguiente paso es calcular las pérdidas producidas en el peor escenario. Observando la Figura B.1 se ve que, para el número de espiras seleccionado, las pérdidas mayoritarias se deben a la histéresis del núcleo. Éstas dependen de la densidad de flujo magnético y de la frecuencia, como dice la ecuación de Steinmetz. Se ha comprobado en la hoja de cálculo del diseño, que las mayores pérdidas se dan a mínima frecuencia y máxima corriente. En estas condiciones

$$P_{diss} = NR_{cu,1}I_{rms,max}^2 + Vol_{fe}k f_{sw,min}^a \left( \frac{LI_{pk,max}}{NA_e} \right)^b = 2,60 \text{ W} \quad (\text{B.11})$$

Por los gráficos proporcionados en [31], puede aproximarse un aumento de temperatura de  $55^\circ\text{C} \sim 60^\circ\text{C}$  para estas pérdidas.



## Anexo C

# Cálculo de radiadores

Para la selección de los radiadores necesarios para la aplicación, se utiliza un modelo eléctrico equivalente, el cual se muestra en la Figura C.1.

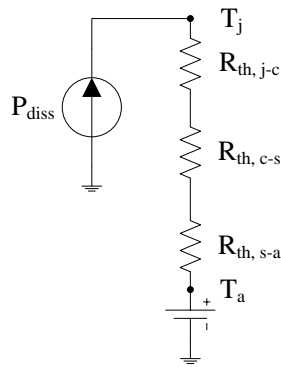


Figura C.1: Modelo eléctrico equivalente componente-radiador.

donde:

- $P_{diss}$  es la potencia total que disipan los componentes adheridos al radiador. Es equivalente a una fuente de corriente.
- $T_j$  es la temperatura de la unión (*junction*) del componente. El valor máximo está limitado, como indica el fabricante en la hoja de características. La temperatura es representada por la tensión del punto.
- $T_a$  es la temperatura ambiente. Se representa como una fuente de tensión de valor constante.
- $R_{th,jc}$ ,  $R_{th,cs}$  y  $R_{th,sa}$  son las resistencias térmicas entre unión-encapsulado, encapsulado-radiador y radiador-ambiente, respectivamente. La dificultad para transferir el calor se representa como una resistencia. las hoja de características proporcionan el valor de  $R_{th,jc}$ , mientras que los demás dependen del tipo de unión componente-radiador y del diseño y



material del radiador. El fabricante del radiador proporciona un valor aproximado de la resistencia térmica de éste hacia el aire.

Para asegurar el correcto funcionamiento de los componentes, debe encontrarse un radiador cuya resistencia térmica con el aire sea adecuada para no exceder la máxima temperatura de la unión. La ecuación C.8 permitirá calcular este valor.

$$R_{th,sa} = \frac{T_j - T_a}{P_{diss}} - R_{th,jc} - R_{th,cs} \quad (C.1)$$

Cabe notar que no se introducen componentes reactivos equivalentes, pues no se pretende estudiar la evolución térmica, sino las temperaturas en régimen permanente.

Deben colocarse radiadores en la etapa inversora y la rectificadora. Por ello, se diferencia el cálculo para los dos casos. En ambos, se considera una temperatura ambiente de 40°C, representando unas condiciones severas.

### C.1. Radiadores del inversor *full-bridge*

Se ha decidido colocar los dos MOSFETs de la misma rama en el mismo radiador. Previamente, se calculará la potencia disipada por un solo elemento  $P_{diss,1}$  y se multiplicará por dos, obteniendo  $P_{diss}$ .

Las pérdidas pueden separarse en pérdidas por conducción  $P_c$  y por conmutación  $P_{sw}$ . Puesto que el convertidor conmuta con ZVS en el *turn-on*, se consideran nulas las pérdidas en esta transición. En cambio, el *turn-off* provoca pérdidas que, de forma aproximada, siguen la ecuación C.2.

$$P_{sw,off} = \frac{1}{2} V_{bus} I_{off} f_{sw} t_{trans} \quad (C.2)$$

donde  $t_{trans}$  es el tiempo de transición hasta la apertura total del semiconductor; e  $I_{off}$  es la corriente circulante por el semiconductor en el instante de apertura. Mediante simulaciones, puede verse que ésta es muy parecida a la corriente de pico por la inductancia magnetizante. La ecuación C.3, derivada a partir de la ecuación 2.9, se utiliza para calcular el pico de corriente máximo, representando la peor situación en la conmutación. Se supone que la corriente por la inductancia magnetizante es puramente triangular.

$$\hat{I}_{m,max} = \sqrt{3} I_{m,max} = \sqrt{3} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{8,33 \cdot 60}{2\pi \cdot 120000 \cdot 148 \times 10^{-6}} = 6,98 \text{ A} \quad (C.3)$$

Es difícil medir el tiempo que dura la transición. La hoja de características del componente, disponible en [15], proporciona un gráfico que relaciona la resistencia de puerta  $R_G$  con la energía disipada en el *turn-off*. Puesto que las condiciones de obtención de ese gráfico son similares a las



condiciones esperadas para el prototipo, se toman los valores del gráfico. Así, la ecuación C.2 se puede reescribir

$$P_{sw,off} = E_{off} f_{sw} \quad (C.4)$$

Por consiguiente, y suponiendo  $R_G = 5 \Omega$ , las pérdidas por conmutación resultan

$$P_{sw} = P_{sw,on} + P_{sw,off} = P_{sw,off} = 7 \mu J \cdot 120000 \text{ Hz} = 0,81 \text{ W} \quad (C.5)$$

Las pérdidas por conducción se calculan mediante la ecuación de disipación por efecto Joule de la resistencia de conducción del semiconductor. En el peor caso, la corriente circulante es de 3,70 A, como se ha demostrado en 3.10. Estas pérdidas resultan

$$P_c = R_{on} I_{mos,max}^2 = 0,23 \cdot 3,70^2 = 3,15 \text{ W} \quad (C.6)$$

Consecuentemente, las pérdidas totales para los dos MOSFETs de una rama son

$$P_{diss} = 2P_{diss,1} = 2 \cdot (0,81 + 3,15) = 7,92 \text{ W} \quad (C.7)$$

No se tiene en cuentas las pérdidas correspondientes a la circulación de corriente por el diodo en anti-paralelo porque el tiempo en que están en conducción es muy breve comparado con la conducción por el canal del MOSFET. Esta hipótesis se corrobora con los valores de la Tabla 3.4.

Se desea aislar el soporte metálico (conectado al drenador) de los MOSFETs del radiador. Para ello, se utiliza un film aislante específico para estas aplicaciones. Éste tiene una resistencia térmica aproximada  $R_{th,c-s} = 0,20 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . La máxima temperatura de la unión es de  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ , pero se deja cierto margen de seguridad, fijándola a  $120 \text{ }^\circ\text{C}$ . Entonces, la resistencia térmica del radiador hacia el aire deberá ser

$$R_{th,s-a} = \frac{120 - 40}{7,92} - 1,38 - 0,20 = 8,52 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (C.8)$$

El radiador seleccionado ha sido el SK-481 de 37,5 mm de longitud del fabricante Fischer Elektronik, cuya resistencia térmica es de  $5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . El incremento de temperatura esperado de la superficie del radiador se estima en  $39,6 \text{ }^\circ\text{C}$ . Debe aclararse que, debido a la compacidad del convertidor, puede ser necesaria la convección forzada mediante ventiladores. Este es un método utilizado por todos los fabricantes, pues la elevada densidad de potencia empeora la refrigeración.



## C.2. Radiadores del rectificador

En esta etapa se ha decidido colocar los dos elementos conectados en paralelo en el mismo radiador. De esta forma, la temperatura de trabajo de cada componente se equilibra, mejorando la distribución de corriente entre ellos.

Como se ha descrito en 3.2, los elementos del rectificador conmutan en condición de ZCS. Este hecho permite prescindir del cálculo de pérdidas por conmutación, aproximándolas a cero. Por otro lado, las pérdidas por conducción se calculan para los diodos DSSK50-015 seleccionados. Tal como se describe en [32], las pérdidas pueden calcularse

$$P_{diss} = V_f I_{f,av} + r_D I_{f,rms}^2 \quad (C.9)$$

siendo  $V_f$  la tensión a partir de la cual empieza a conducir el diodo;  $I_{f,av}$  y  $I_{f,rms}$  son los valores medio y RMS de la corriente; y  $r_D$  es la resistencia dinámica en conducción. Las mayores pérdidas se producirán a la mínima temperatura de trabajo (25°C es la mínima graficada en la hoja de características del componente). A una temperatura fija, la resistencia dinámica puede ser aproximada a la inversa del pendiente de una recta.

Puesto que la simulación aporta un valor más realista de la corriente circulante por los diodos, se toma este valor para el cálculo. Las pérdidas disipadas por cada elemento en paralelo de cada rama resultan

$$P_{diss,1} = 0,5 \cdot \frac{28,3}{2 \cdot 2} + 0,021 \left( \frac{28,3}{2} \right)^2 = 7,74 \text{ W} \quad (C.10)$$

En total, cada radiador debe disipar 15,5 W. Aprovechando la ecuación C.1, se calcula la resistencia térmica necesaria para los radiadores del rectificador. En este caso, los componentes se aíslan, pero se aplica pasta térmica para mejorar la transferencia de calor en la unión. Su resistencia térmica se considera nula. Entonces

$$R_{th,s-a} = \frac{120 - 40}{15,5} - 1,1 = 4,06 \text{ °C/W} \quad (C.11)$$

Se ha escogido el mismo perfil que los radiadores del inversor, pero de mayor longitud. Concretamente, el SK-481 de 84 mm, con una resistencia térmica de 3 °C/W. En este caso, el incremento de temperatura esperado del radiador es de 46,5 °C. De nuevo, cabe indicar que la compacidad del convertidor empeora la refrigeración, siendo posible la necesidad de un ventilador auxiliar.

A continuación, se muestra el perfil extruido del radiador SK-481. La fijación de los semiconductores se realiza mediante *clip*. El carril inferior permite fijarlo a la PCB mediante un tornillo de métrico 3 ([33]).





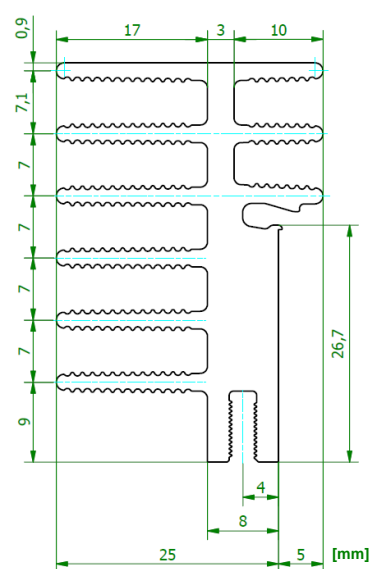


Figura C.2: Perfil del radiador SK-481.